electronistul

REVISTĂ DE ORIENTARE PROFESIONALĂ, CONSTRUCŢII ELECTRONICE,
INIŢIERE, RECICLARE, SERVICE -DEPANARE
NR.17

DIN SUMAR:

Service - televizor color SHARP
Variator de c.a.
Amplificator audio de putere
Corector de ton pe 3 benzi
Înlocuirea modulului sincroprocesor tranzistorizat cu unul echipat cu C.I.
Programul PSPICE de simulare a circuitelor electronice analogice

ISSN 1220-6741

INTERNATIONAL BUILDING COMPROD S.R.L.

Splaiul Unirii, No. 1 bis, Etaj 2,
Sector III, Bucureşti - România
Tel: 312 35 86 FAX: 312 35 89

Societate comercială ce reprezintă interesele firmei HOLLIDAYS INN-SUA, atât în România cât şi în alte ţări est europene, pentru construcţii hoteliere, clădiri de bunuri şi dotare, inclusiv cu echipamente de telecomunicaţii şi birotică.

Ca antreprenor general INTERNATIONAL BUILDING COMPROD S.R.L. asigură, sub management HOLLIDAYS INN, definitivarea şi implementarea detaliilor de proiectare pentru locaţii din Bucureşti şi provincie, construcţii începute sau pe cale de a fi definitivate.

Apelăm pe această cale la doritorii ce vor să publice în paginile revistei să ne trimită articole încadrabile în specificul nostru.

Drepturile de autor vor fi formate din tarifele legale, plus prime stimulative provenite din beneficiul revistei şi se vor încadra, în general, conform criteriilor de mai jos:

a) 10000 ÷ 15000 lei pentru un articol cu o contribuţie originală, deosebită, care conţine scheme, cablaje, detalii constructive şi are o întindere de minim 2 pagini, din care cel puţin 70% text;

b) 12000 ÷ 10000 lei pentru un articol de sinteză cu bibliografie din care a rezultat o configuraţie originală cu conţinutul conform pct. a);

c) 10000 ÷ 7000 lei pentru un articol cu schemă, cablaj, detalii constructive, rezultat ca o aplicaţie directă a unor configuraţii de bază (amplificator, generator, mixer, numărător, temporizator, etc.) şi întindere conform pct. a);

d) 8000 ÷ 6000 lei pentru un articol cu o schemă originală şi o întindere de minim o pagină cu cel puţin 70% text;

e) 6000 ÷ 5000 lei pentru articole prelucrate după cele apărute în alte reviste, străine sau româneşti şi având întinderea de o pagină cu 70% text;

f) 6000 ÷ 5000 lei pentru un articol de informare tehnică cu întinderea de o pagină.

Aşteptăm scrisorile dvs. pe adresa: **Bucureşti, căsuţa poştală 5 - 51.** Eventual, menţionaţi şi un număr de telefon la care puteţi fi contactaţi. Materialele sosite la redacţie şi care nu întrunesc condiţiile de publicare nu se returnează autorului.

COLEGIUL DE REDACŢIE

- Andrian Nicolae (redactor-şef)
- Gabriel Herţoiu, Radu Minciunescu, Petre Nicolae, Stan Sergiu, Simion Stanciu (redactori principali de rubrică)
- Adrian Dumitru (grafică, design)
- Cănănău Voiţă Corneliu (editare şi tehnoredactare)
- Mariana Nicolae (desen tehnic)
- **Stan Sergiu - director**

SUMAR

SUMAR NR. 17

TELECOMUNICAŢII

- *Terminale pentru telecomunicaţii* pag.2

INFO-CALCULATOARE

- *Programul PSPICE de simulare a circuitelor electronice digitale* pag.4

VIDEO - TV

- *Televizor color SHARP - service* pag.8
- *TELECOLOR - Înlocuirea modulului sincroprocesor tranzistorizat cu unul echipat cu C.I.* pag.12

HI-FI

- *D.L.P.F. Reducător de zgomot* pag.13
- *Circuite egalizoare* pag.16
- *Înregistrarea magnetică* pag.17
- *Amplificator audio de putere* pag.19
- *Corector de ton pe trei benzi* pag.21

ELECTROALIMENTARE

- *Variator de curent alternativ* pag.24

ATENŢIE

Editura ELECTRONISTUL vă pune la dispoziţie spaţiu publicitar în cadrul revistei şi vă asigură realizarea de cărţi tehnice, prospecte, materiale de reclamă, cataloage, manuale de utilizare pentru produsele dumneavoastră. Realizarea acestora include traducerea în românește sau în orice altă limbă străină, tehnoredactare, tipărire şi distribuire.

Aşteptăm oferte la CP 5-51 Bucureşti

Conform reglementărilor în vigoare este necesar acordul editurii "Electronistul" dacă materialele cuprinse în revistă sunt preluate pentru republicare în cărţi, reviste, almanahuri, agende, etc., sau realizarea de subansamble, dispozitive sau produse destinate a fi comercializate în vederea obţinerii de beneficii.

TERMINALE PENTRU TELECOMUNICAŢII

ing. Andrian Nicolae
ref. special I, ROMTELECOM

1.5 Soneria Electronică

Soneria electronică clasică prezenta neajunsul emiterii unei cantităţi mari de armonici supraaudibile.

Din această cauză s-au căutat soluţii pentru înlocuirea acesteia cu un dispozitiv electronic capabil să genereze o serie de tonalităţi audibile, compunând o secvenţă bine determinată. De asemenea, prin schimbarea tonalităţii, s-au putut realiza dispozitive al căror sunet poate fi selecat uşor de urechea umană, iar în cazul mai multor aparate telefonice în aceeaşi încăpere să se poată spune exact care din acestea sună.

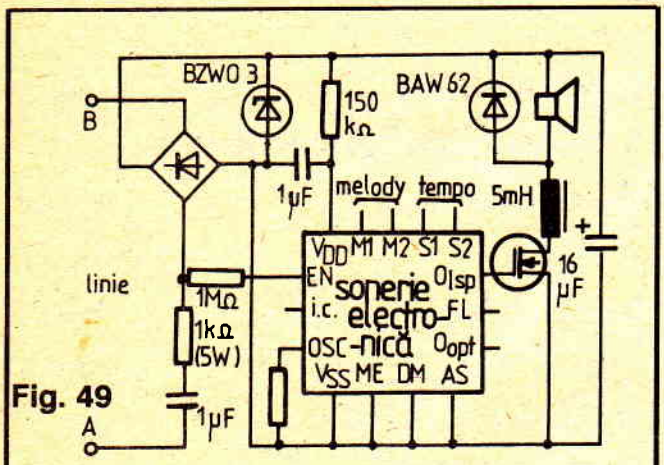


Fig. 49

Circuitul integrat specializat generează patru semnale alese din următoarele: 533Hz, 600Hz, 667Hz, 800Hz, 1000Hz, 1066Hz şi 1333Hz. Aceste din urmă valori au fost alese în concordanţă cu recomandările autorităţilor europene în domeniul telecomunicaţiilor. Cadenţa succesiunii tonalităţilor se poate modifica în patru variante. Este posibilă şi o combinaţie între succesiunea tonalităţilor şi cadenţă prin intermediul unor pini ai circuitului integrat.

Există şi posibilitatea unei opţiuni privind creşterea nivelului sonor cu aproximativ 10 dB chiar în interiorul secvenţei, pentru prima sau a doua repetiţie.

Un asemenea circuit este fabricat de firma PHILIPS sub codul PCD3360. Conectarea şi interfaţarea cu linia telefonică se pot urmări pe schema electrică din fig.49.

O caracteristică importantă a circuitului constă în activarea acestuia numai la semnale de peste $15V_{ef.}$ cu frecvenţa cuprinsă în domeniul 13,33Hz ... 30Hz sau 20Hz ... 60Hz (domeniile sunt selectabile prin intermediul pinilor).

Traductorul este un difuzor cu impedanţa de 50 ohmi. Excitarea acestuia se realizează cu un tranzistor MOSFET ce operează în clasă D. Circuitul poate să producă şi iluminarea unui LED.

Protecţia circuitului se realizează prin intermediul

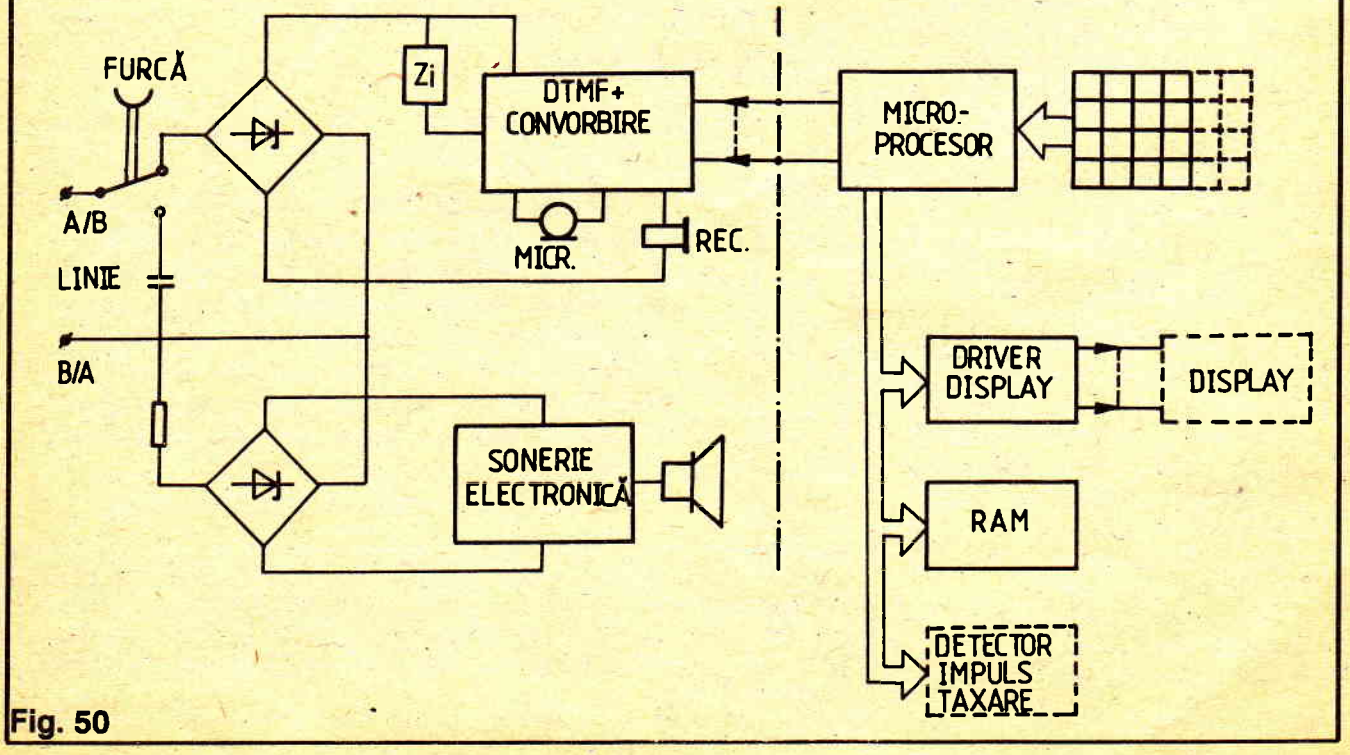
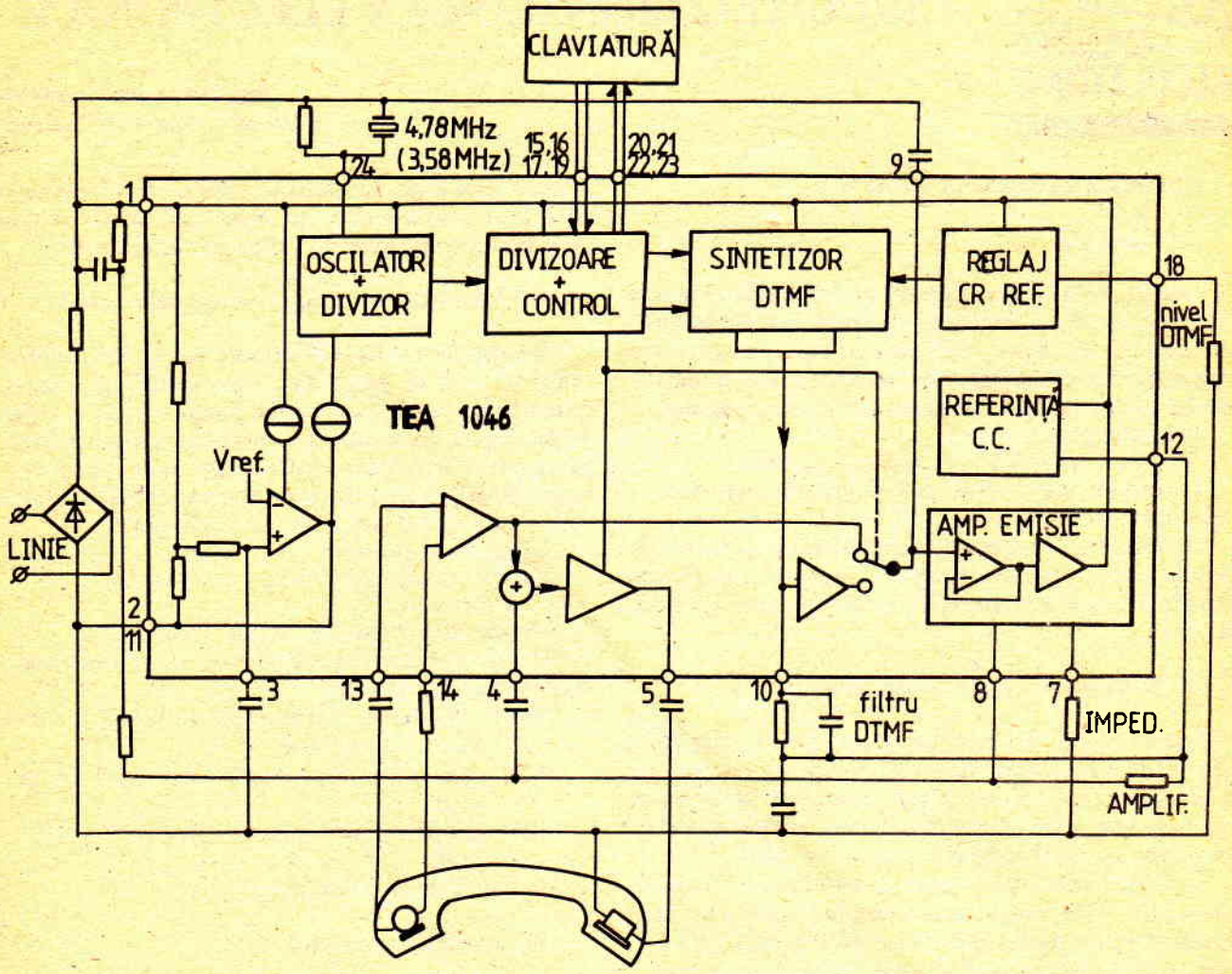


Fig. 50

Fig. 51



unei punţi redresoare şi a unei diode zener.

1.6. Telefonul complet electronic

Odată cu anii '80 a început pregătirea pentru generaţia a III-a de aparate telefonice: "Telefonul complet electronic". Pentru echiparea unui astfel de telefon sunt necesare circuite electronice integrate pe scară largă în tehnologie bipolară sau MOS care să încorporeze atât funcţia de circuit de convorbire cât şi pe cea de claviatură (fig. 50). Cum viitorul aparţine claviaturii tip DTMF s-a trecut la cercetarea şi realizarea unui cip cu proprietăţile descrise mai sus (TEA1046 - fig. 51).

Circuitul conţine amplificatoarele de convorbire, stabilizatorul şi funcţia DTMF. Pentru serviciile obişnuite ale telefonului, lucrează cu o claviatură mecanică prevăzută cu 4x4 butoane. Pentru funcţii extinse are posibilitatea conectării directe la un microcomputer.

Circuitul include amplificatorul de microfon al cărui câştig poate fi stabilit prin intermediul unui rezistor extern. Este prevăzut pentru lucrul simetric cu traductor electrodinamic sau asimetric, pentru microfon cu electret. Un filtru trece-jos de ordinul I, conectat la ieşirea amplificatorului de microfon, acţionează ca filtru ajutător pentru semnalul DTMF. Atenuarea efectului local este stabilită de un divizor potenţial care face parte chiar din reţeaua de echilibrare. Un alt lucru foarte important constă în reglarea impedanţei telefonului prin intermediul unui rezistor exterior.

Circuitele integrate PSB4500 şi PSB4501 sunt dispozitive bipolare proiectate special pentru a realiza funcţiile de convorbire şi interfaţare pentru telefoane complet electronice. Acestea pot lucra atât cu circuite DTMF cât şi cu circuite mixte (DTMF şi puls) - fig. 52.

Cipurile pot lucra până la o valoare minimă a tensiunii de 1,6Vc.c., permiţând astfel utilizarea în paralel a mai multor aparate telefonice.

Pentru utilizarea unui microfon piezoelectric, dinamic sau magnetic este prevăzută o intrare simetrică cu impedanţa de 69KΩ, iar pentru microfon cu electret una asimetrică de 34KΩ.

La recepţie poate fi utilizată o capsulă magnetică sau dinamică.

(urmare în numărul viitor)

PROGRAMUL PSPICE DE SIMULARE A CIRCUITELOR ANALOGICE ELECTRONICE

ing. Volosencu Constantin
asist. univ. Inst. Pol. Timişoara

(Continuare din numărul trecut)

3.6. Zgomotul

Analiza de zgomot calculează contribuţia la zgomot a fiecărui dispozitiv şi realizează o sumă la unul din nodurile considerate de ieşire. Calculul se face pentru toate frecvenţele din instrucţiunea .AC, astfel că trebuie făcută şi o analiză de curent alternativ înainte de analiza de zgomot.

Formatul general este:

```
.NOISE V(<nod {,<nod>]) <nume>
```

Parametrul instrucţiunii este o tensiune la un nod de ieşire sau între două noduri.

Generatoare de zgomot în circuit sunt rezistoarele şi dispozitivele semiconductoare. Se mai calculează amplificarea de zgomot de la sursa <nume> la nodul de ieşire.

3.7. Răspunsul tranzitoriu (în timp)

Instrucţiunea .TRAN are ca efect răspunsul circuitului calculat de la momentul t=0 s la o valoare specificată.

În timpul analizei de regim tranzitoriu orice sursă poate să aibă valori variabile în timp. În exemplul dat, sursa care are valori variabile în timp este Vin.

În timpul analizei, programul are un pas intern de calcul care este continuu ajustat pentru a păstra precizia de calcul. Într-o perioadă de inactivitate pasul intern este crescut, iar în timpul unei perioade active el este scăzut.

Formatul instrucţiunii este:

```
.TRAN <val. pas tiparire> <val. timp
+ finala>
```

În general valoarea pasului de tipărire este diferită de pasul intern de calcul.

3.8. Componentele Fourier

Analiza Fourier calculează componentele de curent continuu şi componentele primelor 9 armonici. Pentru a obţine o analiză Fourier, mai întâi trebuie făcută o analiză de regim tranzitoriu.

Formatul instrucţiunii este:

```
.FOUR <val. frecv.> <var. de ies.>
```

3.9. Analiza statistică Monte-Carlo

Pentru analiza Monte-Carlo cu instrucţiunea .MC se atribuie toleranţe valorilor parametrilor modelelor. Analiza Monte-Carlo permite să se facă multiple rulări ale altor analize (c.c., c.a. sau tranzitorii) cu valorile modificate aleator în domeniul toleranţelor.

Toleranţele sunt atribuite în model, ca în exemplul dat:

```
.MODEL C RES (R=1 DEV 5% TC1=0.02
+ TC2=0.0045)
```

Sunt două tipuri de toleranţe: DEV şi LOT. Toleranţele DEV sunt independente, pe când LOT arată că toate valorile componentelor de acelaşi tip variază la fel.

3.10. Sensibilitatea şi cazul cel mai defavorabil

Instrucţiunea .CASE comandă ca şi .MC multiple rulări în timp ce parametrii sunt modificaţi. Această instrucţiune variază un singur parametru la o rulare. Astfel, PSpice poate calcula sensibilitatea ieşirii la fiecare parametru. Când toate sensibilităţile sunt cunoscute, o rulare finală este făcută cu toţi parametrii modificaţi astfel încât să se producă cazul cel mai defavorabil.

Forma generală este:

```
.CASE <analiza> <var. de ies.>
+ <functie>
```

Analiza poate să fie DC, AC sau TRAN.

Funcţia specifică operaţiei care va fi realizată pe valoarea de ieşire poate fi:

- **YMAX** - găseşte cea mai mare diferenţă faţă de rularea cu valori nominale;
- **MAX** - găseşte valoarea maximă a fiecărei forme de undă;
- **MIN** - găseşte valoarea minimă a fiecărei forme de undă.

Mai există şi alte posibilităţi.

3.11. Analiza parametrică

PSpice permite să se facă multiple rulări, variind temperatura sau parametrii unui model pentru fiecare rulaj. De exemplu se pot face 10 analize tranzitorii cu un rezistor variindu-i valoarea de la 11k la 20k cu un pas de 1k. O formă de undă tranzitorie va fi calculată pentru fiecare rezistor. Aceasta permite să se realizeze o serie de analize *"ce se întâmplă dacă?"*, pentru optimizarea rapidă a unui proiect.

Forma generală a instrucţiunii este:

```
.STEP <tip baleiere> <nume var.
+ baleiata> <val. de start> <var.
+ finala> <val. increm.>
```

Tipul de baleiaj poate fi:

- **LIN** - liniar şi valoarea incrementului este dimensiunea pasului;
- **DEC** - logaritmic în decade şi valoarea incrementului este numărul de paşi pe o decadă.

Variabila baleiată poate fi o sursă, un parametru model, temperatura sau un parametru global.

3.12. Tipăriri şi trasări de grafice

Forma cea mai comună de tipărire este cu ajutorul instrucţiunii:

```
.PRINT <tip analiza> <var de ies.>
+ <val. lim. inf.> <val. lim sup.>
```

Pentru o trasare de grafic în fişierul de ieşire, cu o rezoluţie modestă se poate utiliza instrucţiunea:

```
.PLOT <tip analiza> <var. de ies.>
+ <val. lim. inf.> <val. lim. sup.>
```

Pentru o trasare de grafic cu o rezoluţie mult îmbunătăţită se foloseşte instrucţiunea **.PROBE**, care va fi utilizată de postprocesorul grafic în meniul **PROBE**. Variabilele de ieşire vor fi cele specificate, iar dacă nu se specifică nimic toate variabilele vor fi memorate.

4. Instrucţiuni pentru introducerea în fişierul circuit a dispozitivelor

4.1. Capacităţi

```
C<nume> <nod+> <nod-> <valoare>
```

4.2. Diode

```
D<nume> <anod> <catod> <nume model>
```

Forma modelului:

```
.MODEL <nume model> D
```

4.3. Sursă de tensiune controlată în tensiune

```
E<nume> <nod+> <nod-> <nod de
+ control+> <nod de control->
+ <amplificarea>
```

4.4. Sursă de tensiune controlată în curent

```
G<nume> <nod+> <nod-> <nod de
+ control+> <nod de control->
+ <transconductanta>
```

4.6. Sursă de curent controlată în tensiune

```
H<nume> <nod+> <nod-> <sursa de
+ control V> <transrezistenta>
```

4.7. Sursă de curent independentă

```
I<nume> <nod+> <nod-> [DC<valoare>]
+ [AC<val. amplit.> [val. faza]]
+ [specific. de reg. tranz.]
```

Specificaţii de regim tranzitoriu:
pentru o undă de impulsuri:

```
PULSE (i1 i2 td tr tf pw per)
```

unde:

`i1` - curent iniţial;
`i2` - curent de vârf, în amperi;
`td` - întârziere;
`tr` - timp de ridicare;
`tf` - timp de cădere;

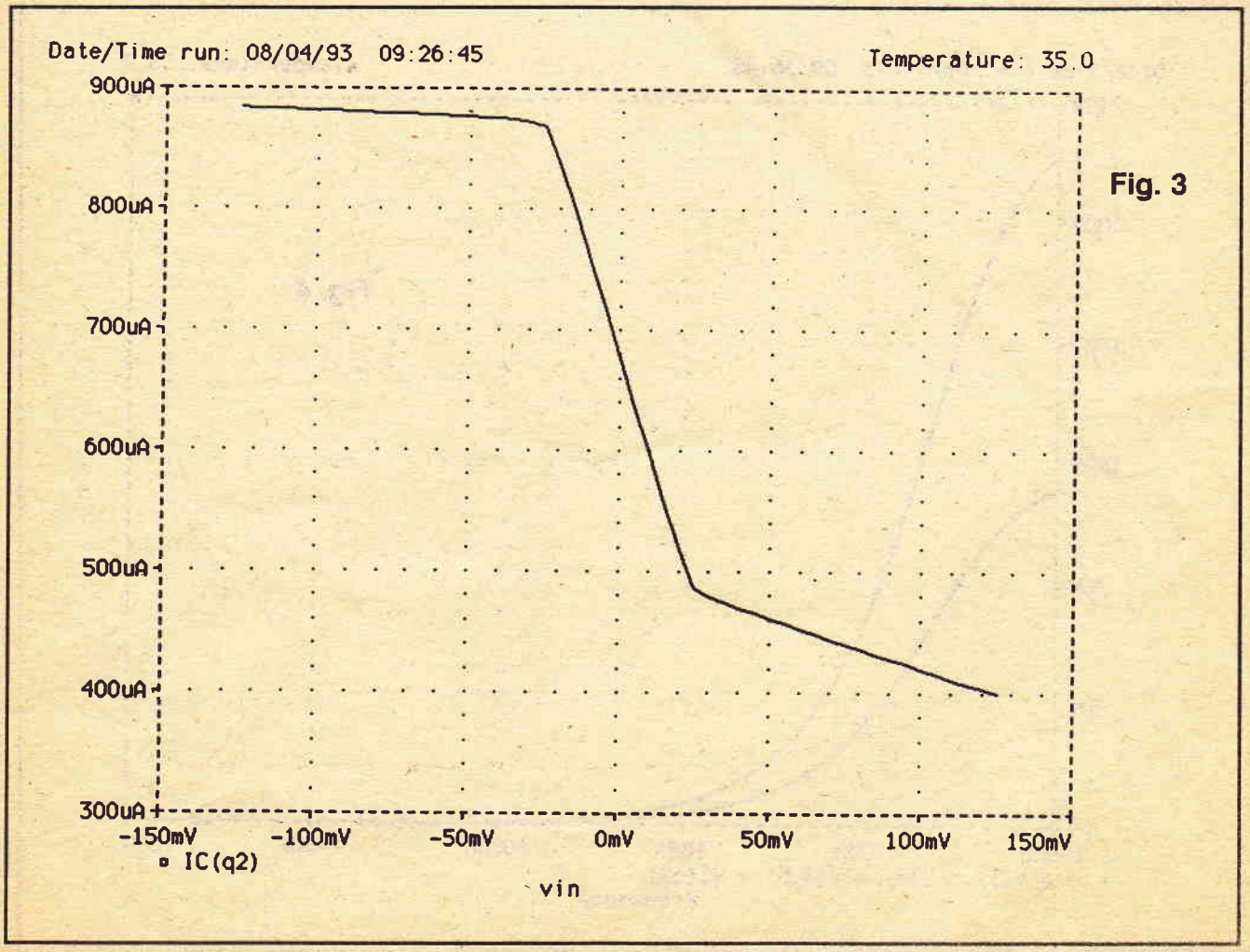


Fig. 3

pw - lăţimea impulsului;
per - perioada, toate în secunde.
Pentru o sinusoidă:
SIN (ioff iampl freq td df phase)
unde:
ioff - curent de offset;
iampl - amplitudine de vârf;
freq - frecvenţa;
td - întârzierea;
df - factor de atenuare;
phase - faza.

4.8. Tranzistoare cu efect de câmp

```
J<nume> <nod drena> <nod poarta>
+ <nod sursa> <nume model>
.MODEL <nume model> <tip>
```

Tip poate fi NJF sau PJF.

4.9. Cuplaje inductive (miezuri de transformator)

```
K<nume> L<nume> L<nume> <val. de
+ cuplaj>
K<nume> L<nume> <val. de cuplaj>
+ <nume model>
.MODEL <nume model> CORE [param.
+ modelului]
```

Parametrii miezului pot fi:

AREA - aria medie a secţiuniii miezului, în cm^2;
PATH - lungimea medie a căii magnetice în cm;
GAP - întrefierul efectiv în cm;
PACK - factor de bobinaj;
MS - magnetizarea de saturaţie în A/m;
K<nume> cuplează două sau mai multe inductanţe. În cazul în care apare un miez, valorile inductanţelor devin număr de spire!

4.10. Inductanţe

```
L<nume> <nod+> <nod-> <val.>
```

Valoarea este în H. Această valoare trebuie considerată număr de spire în cazul în care inductanţa se asociază cu un miez magnetic.

4.11. Tranzistoare MOSFET

```
M<nume> <nod drena> <nod poarta>
+ <nod sursa> <nod substrat> <nume
+ model>
  .MODEL <nume model> <tip>
```

Tipul poate fi NMOS sau PMOS.

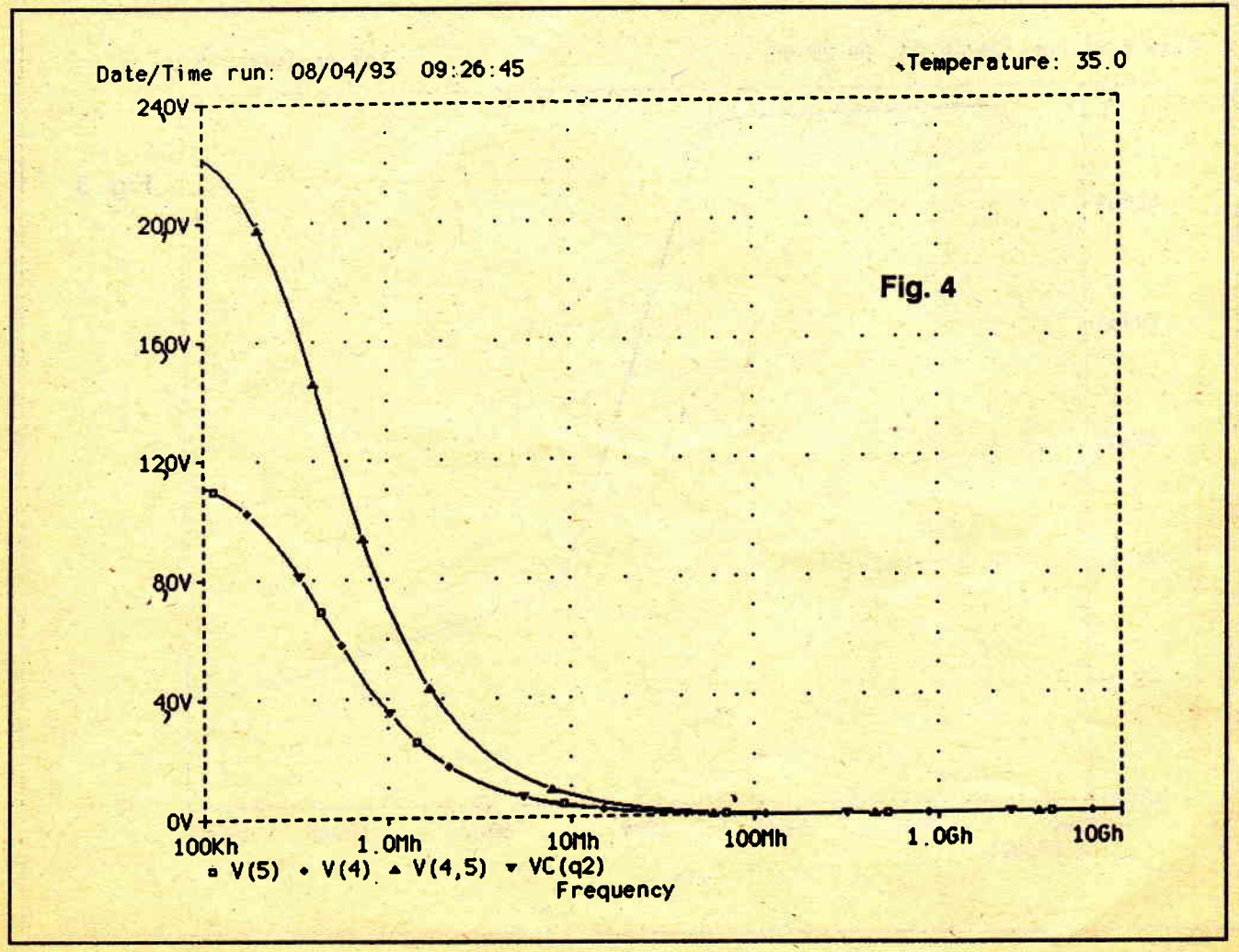


Fig. 4

4.12. Tranzistoare bipolare

```
Q<nume> <nod colector> <nod baza>
+ <nod emitor> <nume model>
  .MODEL <nume model> <tip>
```

Tipul poate fi NPN sau PNP.

4.13. Rezistoare

```
R<nume> <nod+> <nod-> <val.>
```

4.14. Comutator controlat în tensiune

```
S<nume> <nod comut. +> <nod comut.
+ ->   <nod de control +> <nod de
+ control -> <nume model>
.MODEL <nume model> VSWITCH [param.]
```

Parametrii modelului sunt:

RON - rezistenţa în starea acţionată;
ROFF - rezistenţa în starea dezactivată;
VON - tensiunea de control pentru acţionare;
VOFF - tensiunea de control pentru dezacţionare.

Rezistenţa comutatorului Rs are următoarele valori:

Dacă VON > VOFF

— pt. tens. de control Vc≥VON, Rs=RON;
— pt. Vc≤3VOFF, Rs=ROFF;
— pt. VOFF<Vc<VON, Rs are valoare intermediară.

Dacă VON<VOFF

— pt. Vc≤VON, Rs=RON;
— pt. Vc≥VOFF, Rs=ROFF;
— pt. VOFF>Vc>VON, Rs are valori intermediare.

Cu ajutorul acestei instrucţiuni se pot modela contacte de relee normal deschise cu RON foarte mic şi ROFF foarte mare şi contacte normal închise cu RON foarte mare şi ROFF foarte mică. Raportul dintre ROFF şi RON nu trebuie să depăşească e^{12}.

4.15. Surse de tensiune

```
V<nume> <nod+> <nod-> [[DC] valoare]
+ [AC <val. amplit.> [<val. faza>]
+ [specific. de reg. tranz.]
```

Specificaţiile de regim tranzitoriu sunt aceleaşi ca la sursele de curent.

Observaţii:

Conţinutul instrucţiunilor notat între < şi > este obligatoriu.

Conţinutul notat între [şi] este opţional.

Masa circuitului trebuie pusă tot timpul la nodul 0!

În anexă se prezintă exemplul de referinţă şi câteva caracteristici obţinute cu el.

(Continuare în numărul viitor)

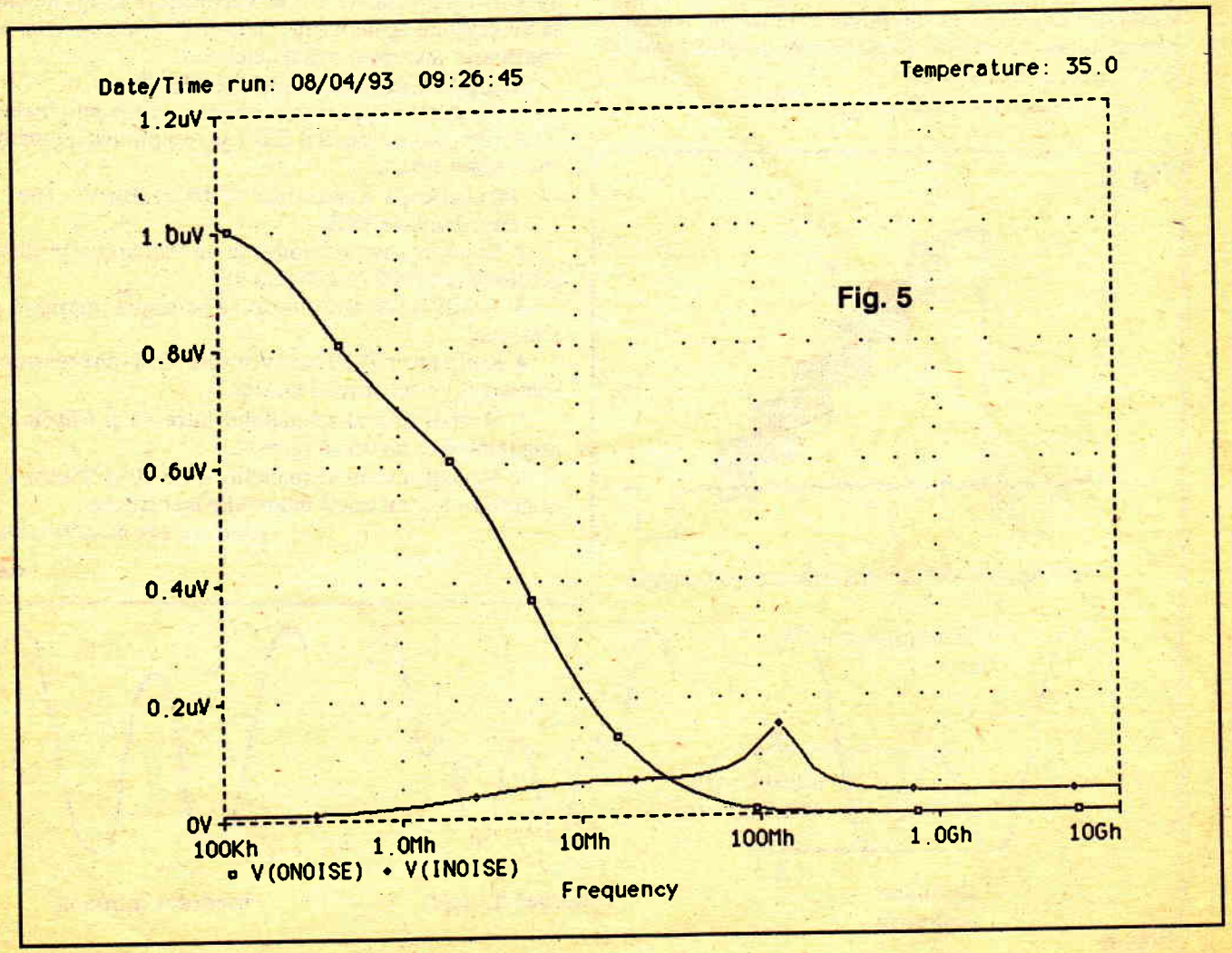


Fig. 5

TELEVIZOR COLOR SHARP
- SERVICE -

ing. Stan Sergiu

(Continuare din numărul trecut)

REGLAJE DE RADIOFRECVENŢĂ

Tuner - bobina de frecvenţă intermediară (FI)

Tuner-ul este reglat din fabricaţie. În mod normal nu mai este nevoie de o reglare suplimentară.

1. Verificaţi echipamentul fără nici un semnal la intrare. Setaţi tensiunea V_T la 11V în banda VH.
2. Conectaţi ieşirea unui generator vobulat la punctul de control al tuner-ului folosind montajul din figura 1. Punctul de împământare a generatorului vobulat va fi legat la punctul de masă al tuner-ului.
3. Nivelul la ieşire al generatorului vobulat: 80dB
4. Conectaţi ieşirea de FI a tuner-ului la osiloscop folosind montajul din figura 2.
5. Tensiunea de reglare automată a amplificării pentru semnalul RF: 0V.
6. Reglaţi bobina de FI a tuner-ului până obţineţi o formă de undă ca aceea din figura 3. În timpul reglajului păstraţi tuner- ul ecranat. Reglaţi tuner-ul astfel încât "P" şi "C" să fie la acelaşi nivel.

Controlul automat al frecvenţei: T2003

1. Verificaţi echipamentul fără nici un semnal la intrare.
2. Faceţi un scurtcircuit între TP2002 şi masă. Măsuraţi tensiunea la TP2001 cu un multimetru şi notaţi citirea. Utilizaţi un multimetru care o scală în mV.
3. Conectaţi ieşirea unui generator vobulat la terminalul de ieşire a FI al tuner-ului.

— frecvenţă: 38,9MHz(CW)± 5KHz

— nivel de ieşire: 80÷90dBmV

Înainte de a începe acest reglaj menţineţi circuitul IC2001 alimentat pentru mai mult de 2 minute.

4. Întrerupeţi scurtcircuitul între TP2002 şi masă astfel încât multimetrul să indice aceeaşi tensiune ca la măsurătoarea de la punctul 2.

— precizie: ±10mV (3,2KHz/mV)

În acelaşi timp observaţi forma de undă în TP201 (detectare ieşire) la osciloscop pentru a vă asigura că este o ieşire de aproximativ 3Vcc. Verificaţi ca forma de undă să nu prezinte zgomot sau "fluturări". Orice zgomot sau "fluturare" înseamnă reglaj defectuos.

Reglare automată a amplificării: R219

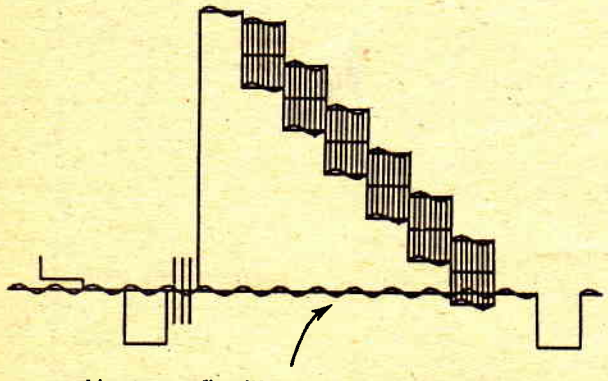
1. Acordaţi receptorul în banda de frecvenţe înalte a VHF (dincolo de canalul E10) şi recepţionaţi semnalul "bare color PAL".

— intensitatea câmpului: 57dB±1dBmV (pe o impedanţă de 75Ω).

2. Conectaţi osciloscopul sau un voltmetru de curent continuu la TP203 (vezi figura 4).
3. Rotiţi R219 astfel încât să se obţină maximul de tensiune.
4. Rotiţi încet R219 în sens invers până când tensiunea coboară 0,1V sub nivelul maxim.
5. Reglaţi nivelul semnalului între 63 şi 67dBmV şi asiguraţi-vă că nu există zgomot.
6. Reglaţi nivelul semnalului între 90 şi 95dBmV şi asiguraţi-vă că nu există modulaţie încrucişată.

(continuare în numărul viitor)

Fig. 5



Ajustarea finală pentru a face zero pulsaţia

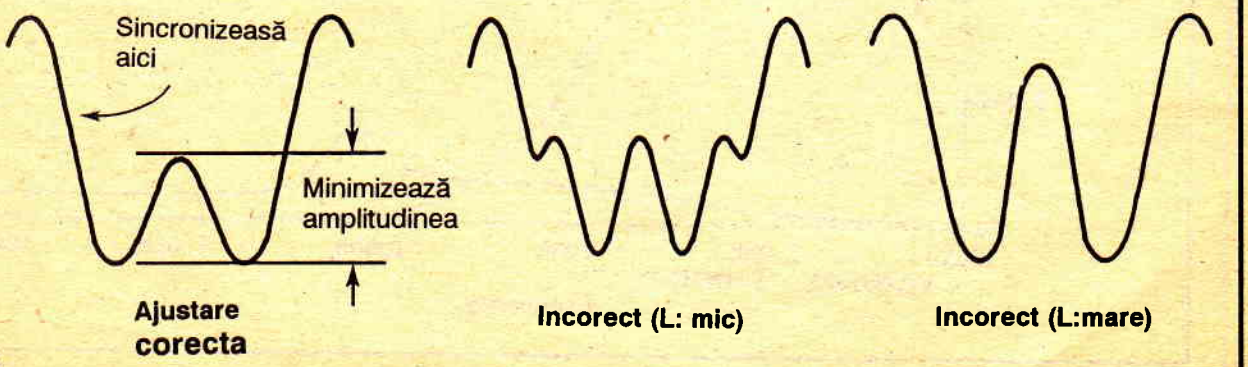
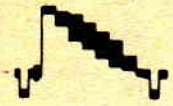
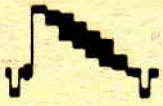
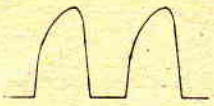
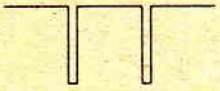
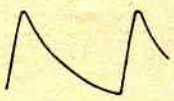
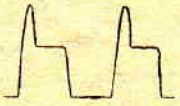
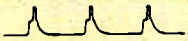
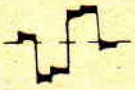
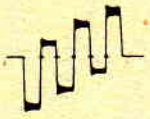
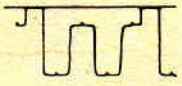
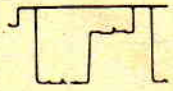
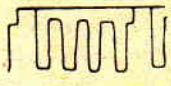
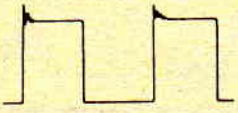
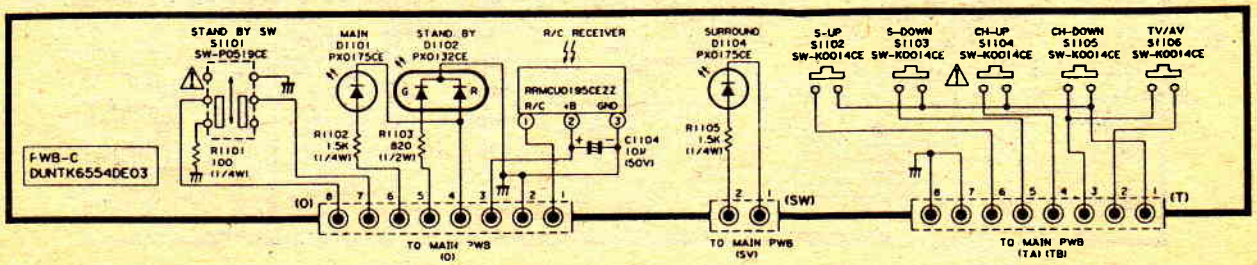
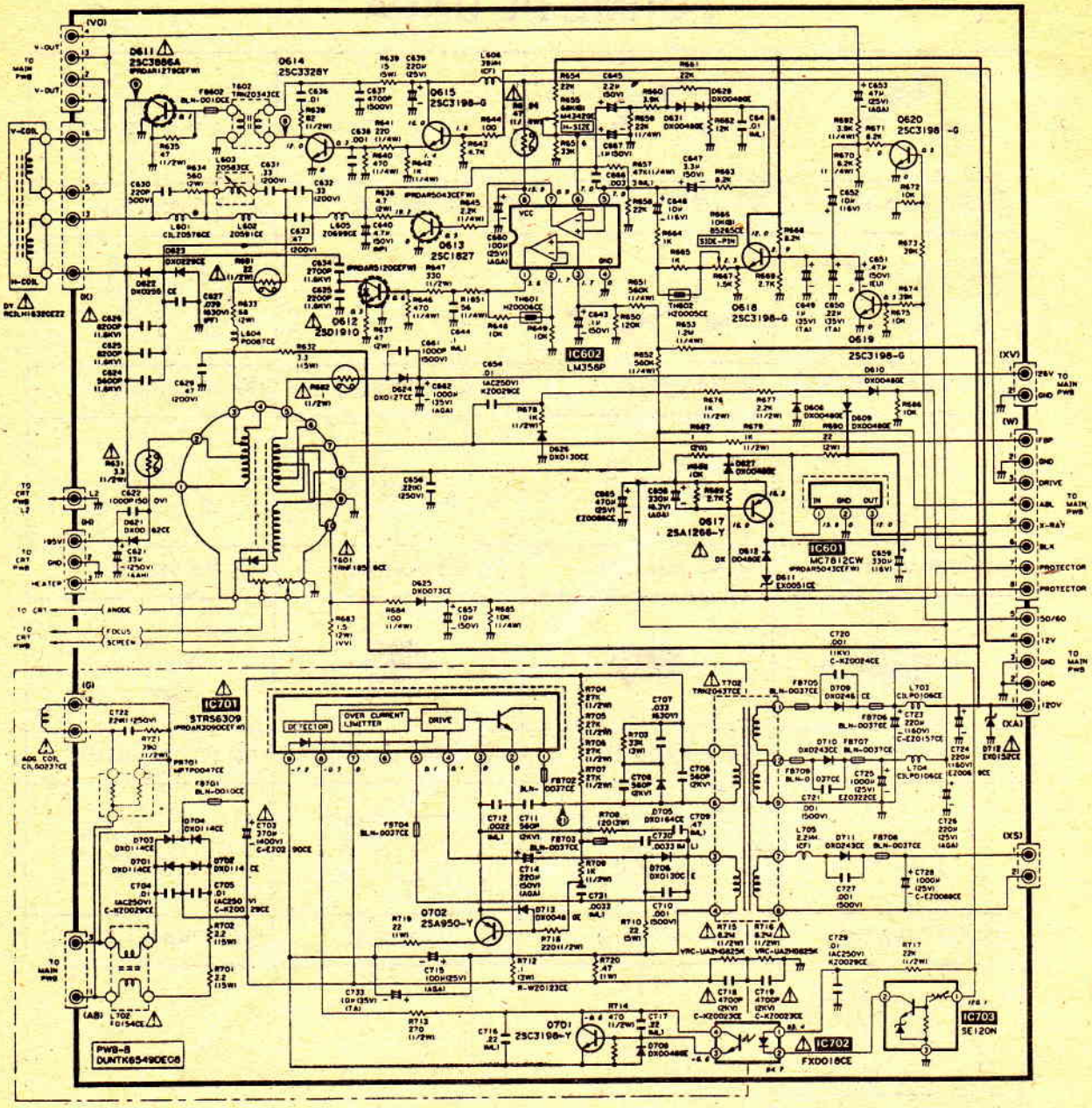


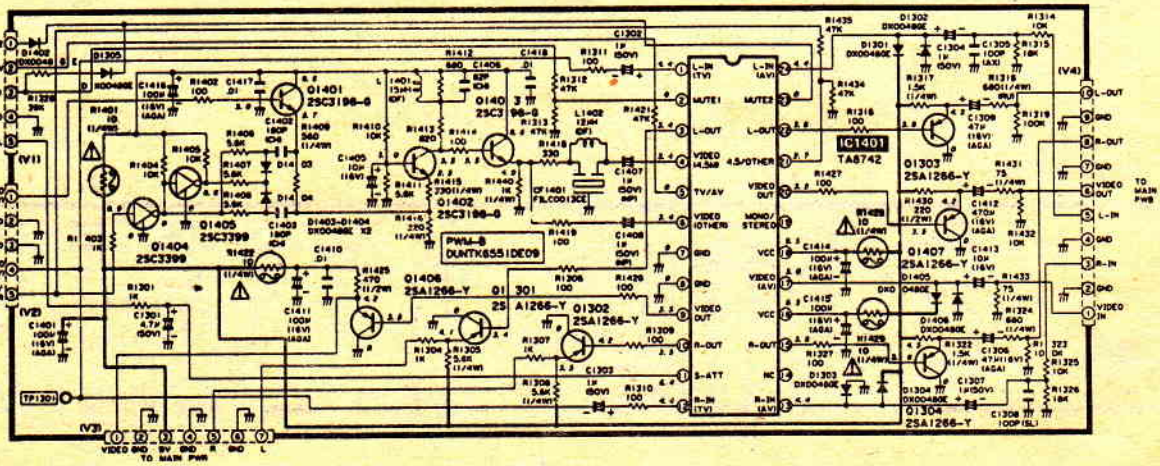
Fig. 6

FORME DE UNDĂ

			
① 2.0 Vp-p (H)	② 2.0 Vp-p (H)	③ 7.6 Vp-p (V)	④ 5.0 Vp-p (V)
			
⑤ 4.8 Vp-p (V)	⑥ 54 Vp-p (V)	⑦ 0.35 Vp-p (H)	⑧ 580 Vp-p (H)
			
⑨ 1080 Vp-p (H)	⑩ 13.5 Vp-p (H)	⑪ 9.6 Vp-p (H)	⑫ 0.8 Vp-p (H)
			
⑬ 0.64 Vp-p (H)	⑭ 2.3 Vp-p (H)	⑮ 0.34 Vp-p (H)	⑯ 0.88 Vp-p (H)
			
⑰ 0.7 Vp-p (H)	⑱ 96 Vp-p (H)	⑲ 90 Vp-p (H)	⑳ 90Vp-p(AC220V)
			
㉑ 500 Vp-p			

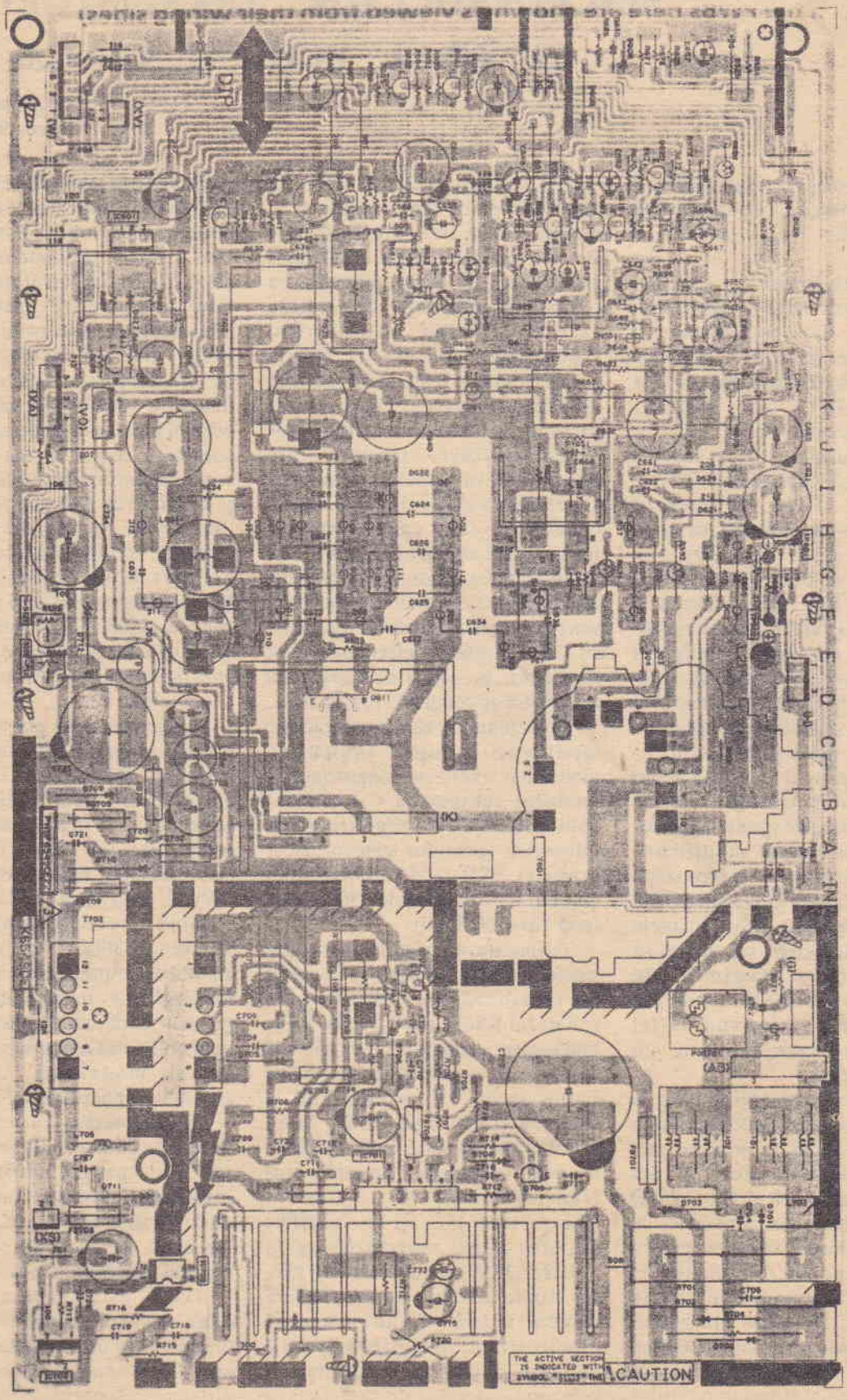






PWM-B

electronistul



PWB-B

TELECOLOR - ÎNLOCUIREA MODULULUI SINCROPROCESOR TRANZISTORIZAT CU UNUL ECHIPAT CU C.I.

ing. Şerban Naicu
Stavros Papateologu

Se cunoaşte faptul că pentru folosirea receptorului T.V. color cu semnale provenite de la videocasetofoane (VCR) având frecvenţa cuprinsă într-unul dintre canalele U.I.F. (benzile IV-V) se recurge la apăsarea tastei 6 a televizorului, special destinată acestui scop.

Dacă se urmăreşte pe schema T.V.C. "TELECOLOR 3007", la ansamblul de comutare -programare se observă că prin apăsarea tastei 6(KO6), cu comutatorul de benzi K6 trecut pe poziţia UIF (BIV-V), tensiunea de +12,5V de la borna 161 se aplică şi la borna 60 (AV) a plăcuţei pentru memorarea canalului, de unde prin intermediul grupului serie D5081 şi R5083 se aplică la borna 8 a modulului sincroprocesor (numărul 46) şi de acolo la pinul 11 al circuitului integrat A255D (comutare pentru videorecorder) cu scopul modificării constantei de timp a sincronizării pe linii (H). Dioda D8959 are rolul ca la apăsarea uneia dintre primele cinci taste ale programatorului să a nu schimbe regimul de funcţionare normală a sincroprocesorului, vizionând astfel programele recepţionate cu ajutorul antenei.

Comutarea constantei de timp, în cazul utilizării unui videocasetofon ca sursă de semnal, se produce prin acţiunea tensiunii de circa 12V care se aplică la pinul 11 al C.I.-A255D asupra comutatorului constantei de timp, micşorându-i valoarea pentru eliminarea nesincronizărilor la început de semicadru, datorate fluctuaţiilor de viteză ale benzii video. Comutarea constantei de timp se poate efectua numai la receptorarele T.V.C. având modulul sincro echipat cu C.I.

La receptoarele T.V.C. de generaţie mai veche, echipate cu modul sincro tranzistorizat, care nu are posibilitatea comutării constantei de timp, vizionarea semnalelor provenite din lectura casetelor video cu ajutorul videourilor nu este posibilă (televizoarele respective nefiind destinate acestui scop). Acest lucru se datorează apariţiei unor desincronizări (ruperi ale imaginii), în special în partea superioară a ecranului, mai ales la casetele la care nivelul înregistrării este mai scăzut.

În vederea rezolvării problemei este necesară înlocuirea modulului sincro echipat cu tranzistoare cu unul cu C.I. însoţită de efectuarea unor modificări pe şasiul de bază şi în ansamblul de comutare-programare.

Prezentăm în continuare aceste modificări; după înlocuirea modulului sincro cu tranzistoare cu modulul echipat cu C.I.-A255D (cod 12.03.00-5100) se efectuează şi înlocuirea vechiului transformator driver Tr. 6531 (cod 12.03.00-2300) cu unul de tip Telecolor 3006,3007 (cod 12.04.00-3500).

Alimentarea vechiului modul sincro (cu tranzistoare) se făcea de la tensiunea de +155V prin rezistorul R5639 (de 1,8KΩ). Se va tăia legătura rezistorului cu 155V şi se va conecta printr-un conductor izolat la 17,7V, modificând şi valoarea rezistorului R5639 la 56 Ω/4W. Grupul serie R5637,C5635, montat în paralel pe primarul transformatorului driver (înfăşurarea 1-2) îşi va modifica valoarea astfel: rezistorul de la 680Ω/0,33W va deveni 47Ω/1W, iar condensatorul de la 4,7nF va deveni 0,1μF. Condensatorul electrolitic C5644 (de la pinul 2 al trafo driver la masă) îşi va schimba valoarea de la 0,1μF la 47μF/125V.

Se vor opera modificări şi în ceea ce priveşte impulsul de linii (H) necesar modulului sincro la pinul 16. La noul tip de modul sincro (cu C.I.-A255D) impulsul pozitiv H va fi luat de pe o priză capacitivă (prin intermediul rezistorului R5689 de 56Ω) formată astfel: se taie picioruşul 10 al transformatorului final linii T5631 (care va rămâne în aer); la punctul **P** unde acesta a fost conectat se va forma divizorul capacitiv astfel: între acest punct **P** şi colectorul tranzistorului final linii T5631 (de tip SU160) se va conecta condensatorul 5636 (7,5nF/1500V) existent pe placă; între acelaşi punct **P** şi masă se va conecta C5637 (330nF/160V).

Se taie de pe cablajul şasiului de bază (şasiu) traseul dintre pinii 8 şi 10 ai modulului sincro..

Se vor monta pe placa şasiului de bază (la pinul 8 al modulului sincro) rezistorul R5083 (820Ω./0,33W) şi dioda D5081 (BA172). Dacă nu există se va monta pe placa ansamblului de memorare a canalului (cod 72.51.01-4500) dioda D8959 (de tip SAY20, BA172 sau 1N4148) ca pe schema receptorului T.V.C. Telecolor 3006 (3007), adică cu anodul către pinul 60 al plăcuţei. Se face legătura - dacă nu există - între şasiul de bază (anodul diodei D5081) - punctul notat **AV** pe schemă şi pinul 60 al modulului Memorarea canalului (anodul diodei D8959).

Se montează o conexiune (ştrap) între cele două cerculeţe albe de pe plăcuţa programatorului. Se întrerupe cablajul imprimat la ansamblul programator, pentru ca tensiunea de 12 V să nu se aplice etajului la apăsarea celorlalte taste.

Dacă este necesar, pentru obţinerea unei imagini cât mai stabile la vizionarea unei casete video, se va ajusta frecvenţa oscilatorului de linii din semireglabilul R4620 (47KΩ) de pe modulul sincroprocesor. ♦

D.L.P.F. REDUCĂTOR DE ZGOMOT

ing. Marin Amlei

(continuare din numărul trecut)

Montajul reprezentat în această lucrare face parte din categoria filtrelor dinamice de zgomot. Modul lui de funcţionare constă în eliminarea semnalelor audio de nivel mic (-40dB) şi cu spectrul de frecvenţă situat în zona frecvenţelor medii înalte (2,5KHz ÷ 18KHz). Acţiunea este foarte eficientă, deoarece acest domeniu de frecvenţă reprezintă zona în care apare şi se manifestă zgomotul de fond atât de nedorit (acel fâşâit extrem de neplăcut din punct de vedere auditiv), ce apare cel mai adesea în pauzele dintre pasajele informaţionale sonore.

În fig. 1 este prezentată diagrama ce reprezintă spectrul zgomotului de fond în banda de audiofrecvenţă, conform normativului DIN 45.405. Măsurătorile au fost realizate pentru o casetă cu bandă magnetică. Desigur că există o gamă întreagă de filtre dinamice de zgomot, de o complexitate mai mult sau mai puţin ridicată. Montajul prezentat în această lucrare prezintă avantajul de a realiza modificările utile în banda de audiofrecvenţă fără a introduce distorsiuni sesizabile auditiv. Acest lucru este realizat prin utilizarea unor constante de timp pentru prelucrarea semnalului, astfel alese încât se elimină apariţia distorsiunilor şi posibilitatea finală de sesizare a prelucrărilor utile. Datorită acestor calităţi montajul mai poartă denumirea de circuit de fidelitate ideală (DLPF - Dinamic Level Perfect Fidelity).

Schema bloc a reducătorului de zgomot DLPF este prezentată în fig. 2. Se observă că montajul prezintă următoarele blocuri funcţionale:

— adaptorul de impedanţă;
— bloc sumator;
— filtru rece-jos;
— etajul de ieşire;
— filtru trece-sus;
— blocul redresor integrator;
— comutatorul electronic.

Blocul adaptor de impedanţă realizează adaptarea dintre impedanţa de ieşire a montajului unde este intercalat reducătorul de zgomot (de obicei ieşirea corectorului de ton) şi impedanţa de intrare a reducătorului de zgomot DLPF. Totodată blocul adaptor de impedanţă realizează o impedanţă de ieşire coborâtă, care facilitează prelucrările ulterioare ale semnalelor audio utile în celelalte blocuri funcţionale.

Blocul sumator realizează un semnal electric care reprezintă suma semnalelor audio utile R şi L prezente pe cele două canale informaţionale (nu se mai poate concepe un aparat cu performanţe HI-FI decât cel puţin stereo). În acelaşi timp blocul sumator nu afectează cu nimic integritatea şi separaţia celor două canale informaţionale, semnalele L şi R fiind prelucrate ulterior de blocurile ce conţin filtrele trece-jos. Fiecare filtru trece-jos realizează corecţia în banda de audiofrecvenţă, în funcţie de comanda primită de la comutatorul electronic. De la blocul sumator, semnalul sumă L şi R este aplicat unui filtru trece-sus, care are rolul de a sesiza prezenţa semnalelor audio de frecvenţă medie înaltă şi amplitudinea lor. După prelucrarea de către filtrul trece-sus semnalul obţinut este amplificat şi ulterior aplicat blocului redresor-integrator. El are rolul de a furniza o tensiune continuă de nivel variabil, în funcţie de amplitudinea semnalelor audio utile L şi R de frecvenţă medie înaltă. La un anumit nivel al tensiunii continue furnizată de blocul redresor integrator, comutatoarele electronice sunt acţionate. Acest lucru determină în final banda de trecere a filtrului trece-jos, lăsând nemodificat semnalul audio original. Pentru un nivel mic al semnalelor de frecvenţă medie înaltă (sau în lipsa lor) comutatorul electronic de pe fiecare canal informaţional este neacţionat iar filtrul trece-jos îşi îngustează banda de trecere în ceea ce priveşte frecvenţele medii înalte, determinând în final atenuarea benzii de trecere a semnalelor L+R. Acţiunea filtrului trece-jos începe de la o frecvenţă de cca. 2KHz, blocând în mod eficient banda de trecere unde se încadrează zgomotul de fond atât de nedorit. Caracteristicile electrice ale reducătorului de zgomot DLPF sunt următoarele:

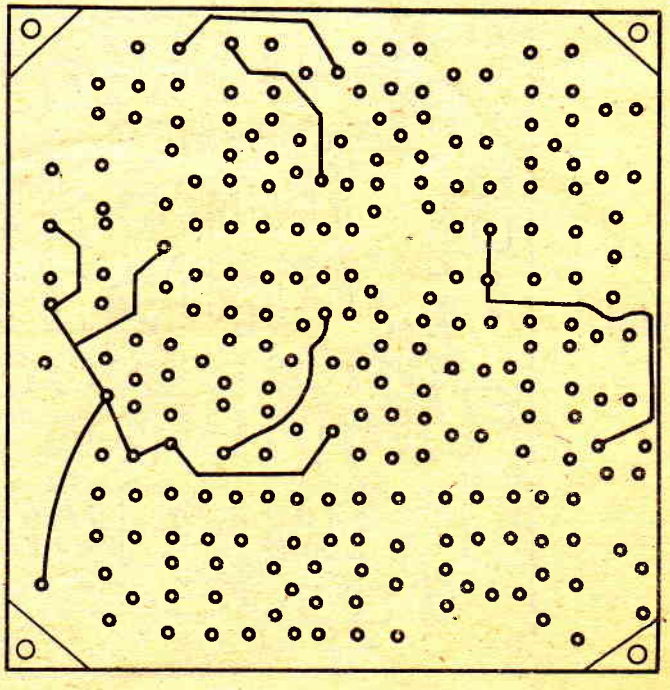


Fig. 5

— tensiunea de alimentare $U_A = +15V$;
— banda de frecvenţă de lucru $\Delta f = 16KHz \div 20KHz$;
— atenuarea de zgomot $A_N = 12dB/5KHz$;
— raportul semnal-zgomot $S/N \geq 70dB$;
— impedanţa de intrare $Z_i = 100K\Omega$;
— Impedanţa de ieşire $Z_e = 1,5K\Omega$;
— tensiunea de intrare $U_i = 250mV_{RMS}$;
— distorsiuni armonice totale $THD \leq 0,1\%$;
— distorsiuni de intermodulaţie $TID \leq 0,03\%$.

Schema electrică a reducătorului de zgomot DLPF este prezentată în fig. 3.

Semnalul de intrare a celor două canale informaţionale L şi R se aplică la intrările blocurilor adaptoare de impedanţă, prin intermediul condensatoarelor C_1 şi C_1', în baza tranzistoarelor T_1 şi T_1'. Ele sunt amplasate în cadrul montajului ca etaje repetoare pe emitor. Acest tip de montaj are rolul de a micşora impedanţa de intrare a semnalelor L şi R în scopul prelucrării ulterioare eficiente, care să nu afecteze banda de trecere a reducătorului de zgomot. Semnalele R şi L se preiau din emitorii tranzistoarelor T_1 şi T_1' prin intermediul condensatoarelor C_3 şi C_3'. Ulterior semnalele L şi R se aplică prin intermediul grupurilor R6C4 şi R6'C4' filtrelor trece-jos, care conţin tranzistoarele T2 şi T2'. Grupul R8C5R7 (similar cu grupul R8'C5'R7') reprezintă o buclă de reacţie negativă ce determină selectivitatea în frecvenţă a filtrului trece-jos în zona frecvenţelor înalte, cu începere de la frecvenţa de 2KHz. Conectarea sau deconectarea buclei de reacţie negativă este realizată de către un comutator electronic, prin introducerea sau nu în stare de conducţie a diodei D1 (şi evident D1'). În momentul intrării în starea de conducţie a diodei D1, bucla R8C5R7 este practic conectată la masa montajului, prin intermediul grupului C6R10. În acest mod se liniarizează în banda de audiofrecvenţă caracteristica de transfer a filtrului trece-jos, aceasta lăsând să treacă semnalul audio util nemodificat spre ieşirea montajului.

Valorile grupului C6R10 au fost astfel calculate încât caracteristica de transfer în zona frecvenţelor medii înalte a filtrului trece-jos să fie practic liniară. Rezistenţa R12 a fost amplasată în paralel cu dioda D1 pentru liniarizarea funcţiei de transfer a comutatorului electronic în momentul în care dioda D1 este în stare de blocare ($U_{diodă} < 0,6V$). Comutatorul electronic este format din grupul de componente R18C10R16D2R12. Constanta de timp a comutatorului electronic este determinată de grupul R18C10, aleasă în urma unor numeroase experimentări practice la valoarea $\tau_1 = 100ms$. Dioda D2 a fost prevăzută în cadrul montajului în scopul unei separări nete a celor două comutatoare electronice în ceea ce priveşte elementul de comandă (grupul D1R12). Semnalul de audiofrecvenţă prelucrat de către blocul filtru trece-jos se preia din colectorul tranzistorului T2 prin intermediul condensatorului C8 şi este ulterior aplicat etajului de ieşire, care conţine tranzistorul T3. Etajul de ieşire este tot de tip repetor pe emitor, având rolul unui etaj tampon între ieşirea filtrului trece-jos şi ieşirea reducătorului de zgomot DLPF.

Acţionarea comutatoarelor electronice se face de către un grup de blocuri electronice care includ blocul sumator, filtrul trece-jos şi blocul redresor-integrator. Blocul sumator are rolul de a prelua o informaţie ce reprezintă suma celor două semnale L şi R. El este compus din grupul R5R5'C11R20. Constanta de timp a etajului sumator este furnizată de către grupul C11R20, stabilită în mod experimental la valoarea $\tau_2 = 0,022\mu s$. În acest mod blocul sumator este suficient de rapid pentru a prelua în mod eficient toate variaţiile de nivel ale semnalului sumă L şi R. Concomitent, grupul R5R5'C11 reprezintă un filtru trece-jos care elimină din start componentele de frecvenţă ultrasonoră din banda de trecere destinată comutatorului electronic, deoarece semnalele aleatoare de acest tip deranjează buna funcţionare a reducătorului de zgomot DLPF. Filtrul trece-sus include 3 etaje funcţionale, care conţin tranzistoarele T4, T5 şi T6. Prima celulă a filtrului trece-sus care include tranzistorul T4 are rolul de a elimina din compnenţa spectrului de frecvenţă a semnalului sumă L + R a componentei de frecvenţă joasă (cu valoarea mai mică de 1,5KHz). Concomitent tranzistorul T4 compensează atenuarea semnalului sumă L + R corectat, atenuare care este introdusă de elementele pasive RC. A doua celulă a filtrului trece-sus, ce include tranzistorul T5, reprezintă un filtru dublu -T, care are frecvenţa centrală de cca. 6,2KHz., cu atenuare uniformă în zona de lucru. În acest mod, este aproximată foarte

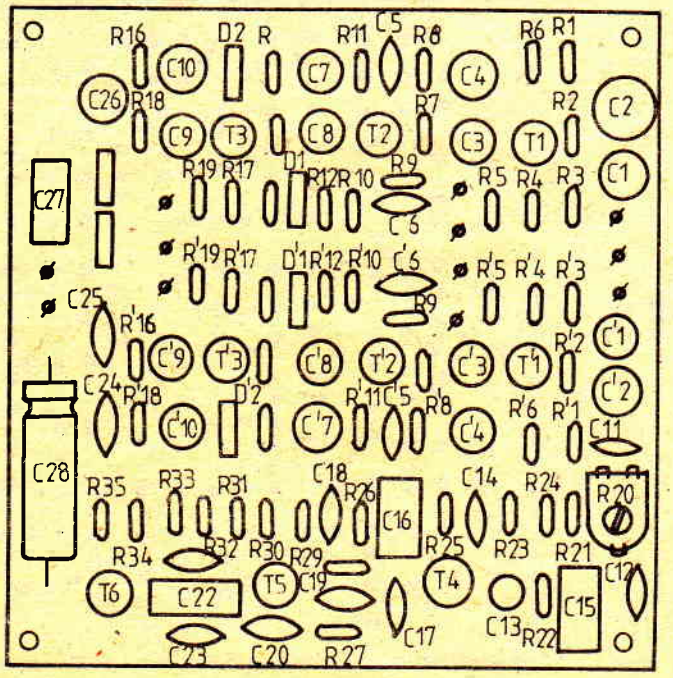


Fig. 6

bine alura spectrului informaţional pe care o prezintă caracteristica de zgomot (vezi fig. 1), permiţându-se în acest mod separarea din banda utilă de audiofrecvenţă chiar a spectrului de frecvenţă propriu zgomotului. Ultima celulă a filtrului trece-sus reprezintă un limitator în frecvenţă pentru frecvenţele ultrasonore. Semnalul prelucrat de filtrul trece-sus este aplicat ulterior, prin intermediul rezistorului R35, blocului redresor-integrator. El conţine grupul C24C25D3D4C26, care reprezintă un redresor cu dublare de tensiune, urmat de condensatorul C26 care realizează efectul de integrare. De la bornele acestuia este preluată tensiunea continuă de nivel variabil ce urmează a comanda starea comutatoarelor electronice. Reducătorul de zgomot DLPF poate fi deconectat cu ajutorul comutatorului K1 (acţionat pe poziţia 1-2). În acest caz caracteristica de transfer a reducătorului de zgomot este în permanenţă liniară.

Realizare practică şi reglaje

Montajul se realizează practic pe o plăcuţă de sticlostratitex dublu placat cu folie de cupru. În fig. 4 este prezentată schema de cablaj a montajului, vedere dinspre cablaj, iar în fig. 5 este prezentată cealaltă parte a cablajului, vedere dinspre componente. Acestea se amplasează pe plăcuţa de cablaj conform desenului de montaj prezentat în fig. 6. Se folosesc componente electronice de cea mai bună calitate (rezistoare RPM, condensatoare multistrat sau electrolitice cu tantal etc.) întrucât o componentă electronică de slabă calitate poate compromite performanţele finale estimate ale montajului. Tranzistoarele T2 şi T2' prezintă acelaşi factor de amplificare în curent ($h_{21E}>700$). După realizarea plantării componentelor electronice pe plăcuţa de cablaj imprimat montajul se verifică cu atenţie, deoarece orice greşeală duce la cel puţin nefuncţionarea acestuia. Se scurtcircuitează iniţial terminalele de intrare ale montajului. Ulterior acesta se alimentează de la o sursă de tensiune $U_A=15V$, stabilizată şi foarte bine filtrată. Pentru acest lucru este preferabilă realizarea unui stabilizator suplimentar de tensiune. Se poate folosi schema electrică a unui stabilizator de tensiune prezentat în fig. 7. Valorile rezistoarelor R1 şi R2 se stabilesc conform relaţiilor:

$$R_1 + R_2 = \frac{U_1 - U_A + 0{,}6}{I_{CT2} + I_{BT1}}$$

$R1=R2$

$I_{CT1} \cong 1mA$; $I_{CT2} \cong 3mA$

După alimentarea montajului de la sursa de tensiune stabilizată $U_A=15V$ se verifică prezenţa tensiunilor continue menţionate în schema electrică. În acest fel se stabileşte corectitudinea polarizării în curent continuu a fiecărui etaj funcţional propriu reducătorului de zgomot. Dacă valorile tensiunilor măsurate diferă faţă de cele menţionate cu mai mult de 5% se verifică motajul şi se iau toate măsurile pentru a obţine în final polarizările corecte ale etajelor funcţionale. În acest sens valorile rezistoarelor care determină polarizarea se pot modifica în limita ±10%.

După aceste modificări se întrerupe alimentarea cu tensiune a montajului, se înlătură ştrapurile de scurtcircuitare de la intrarea sa şi ulterior se alimentează de la sursa de tensiune. Se aplică la intrările celor două canale funcţionale L şi R un semnal electric provenit de la un magnetofon (sau casetofon). Acesta "redă" o bandă magnetică neînregistrată (eventual ştearsă). Ieşirile montajului se conectează la intrările unui amplificator stereo (la intrarea etajului final). Se acţionează potenţiometrul semireglabil R20, pornind de la poziţia în care cursorul este la punctul opus masei montajului. Se măreşte nivelul semnalului de intrare până ce în difuzoarele incintelor acustice se aude acel fâşâit propriu benzii magnetice neînregistrate. Se acţionează cu grijă cursorul potenţiometrului semireglabil până ce fâşâitul dispare. În lipsa magnetofonului reglajul se poate realiza şi cu ajutorul unui semnal electric provenit de la un radio-receptor stereo acţionat în banda de unde ultrascurte (poziţia UKW) neacordat pe post. După aceste reglaje cursorul potenţiometrului semireglabil R20 se rigidizează folosind o picătură de vopsea. Ulterior montajul se ecranează folosind o cutie de tablă de fier (cu pereţii de grosimea cca. 0,5mm) şi apoi se rigidizează mecanic în interiorul ansambului electroacustic unde va funcţiona. Din punct de vedere electric, montajul se intercalează între etajul corector de ton şi etajul final ale amplificatorului audio de putere. Legăturile galvanice dintre intrarea-ieşirea şi bornele comutatorului k1 proprii montajului se realizează obligatoriu folosind conductor ecranat.

Realizat şi montat reducătorul de zgomot DLPF va oferi o satisfacţie deplină constructorului, posesor al unui aparat electroacustic încadrabil cu uşurinţă în clasa HI-FI. ♦

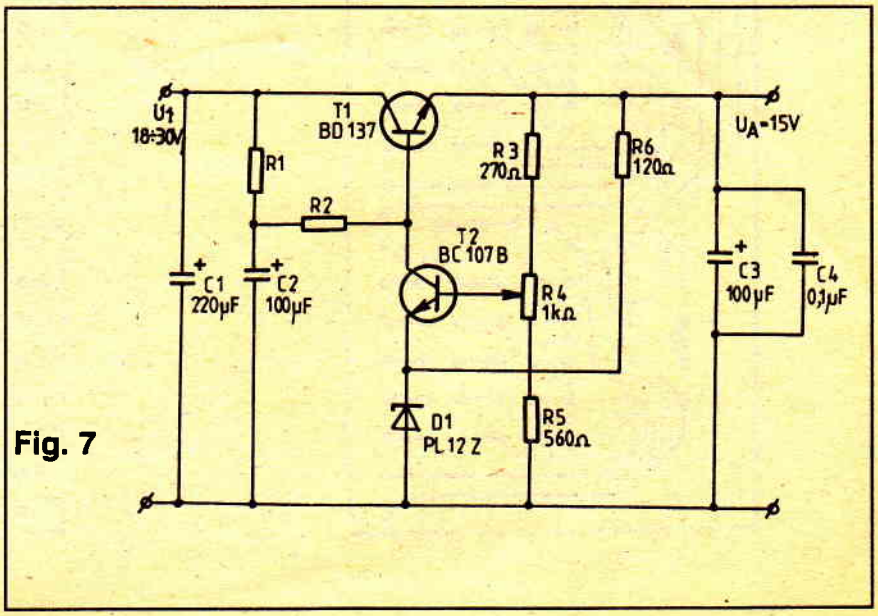


Fig. 7

CIRCUITE EGALIZOARE

(continuare din numărul trecut)

ing. Petre Nicolae

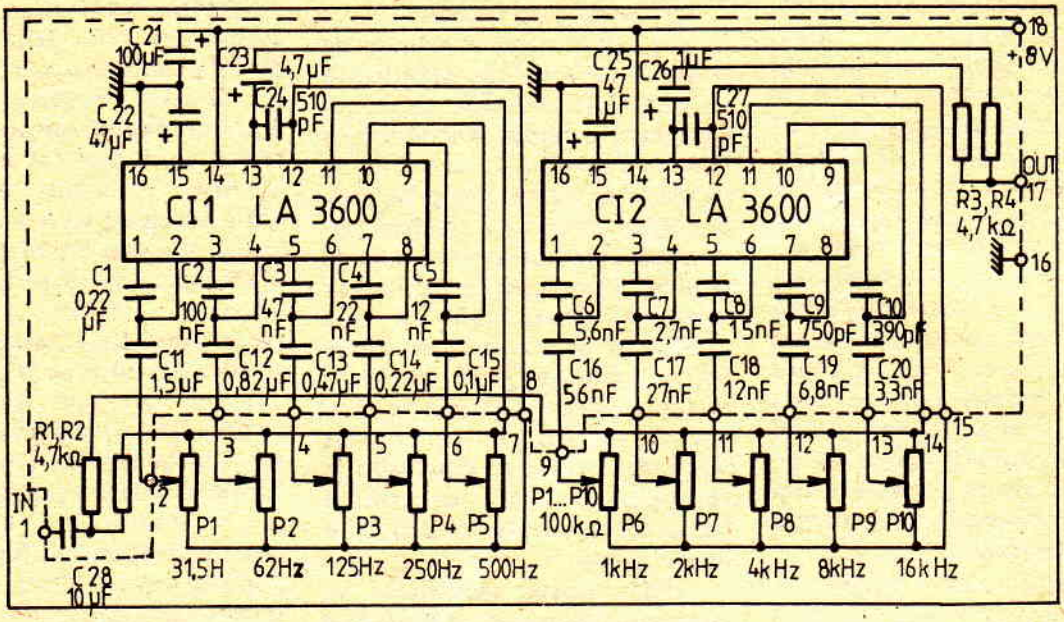


Fig. 25

Fig. 26

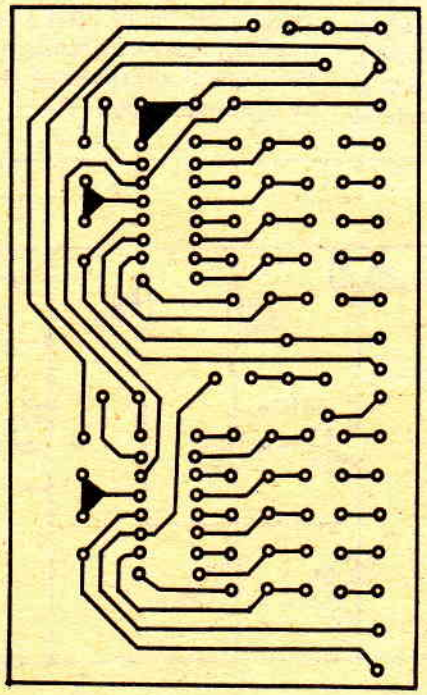
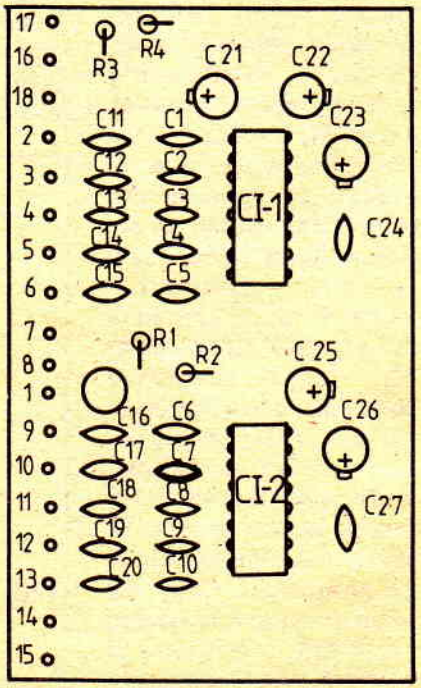


Fig. 27



ÎNREGISTRAREA MAGNETICĂ

ing. Emil Marian

(Continuare din numărul trecut)

Din punct de vedere al corecţiilor s-a stabilit practic faptul că este avantajos a ridica parţial nivelul frecvenţelor înalte înainte de înregistrare, iar la redare să fie ridicat nivelul frecvenţelor joase şi atenuat parţial nivelul frecvenţelor înalte. Acest mod de lucru îmbunătăţeşte foarte mult raportul semnal-zgomot general al sistemului de înregistrare-redare magnetică.

1.9. Distorsiunile neliniare proprii sistemului de înregistrare-redare magnetică

Distorsiunile neliniare care apar în timpul procesului de înregistrare şi redare magnetică a informaţiei sonore au următoarele cauze principale:

— elementele neliniare din amplificatoare,
— neliniarităţile caracteristicii de magnetizare proprii capetelor magnetice de înregistrare şi redare,
— neuniformitatea vitezei de antrenare a benzii magnetice,
— neliniarităţile caracteristicii de transfer proprie benzii magnetice.

Progresele continue făcute atât în privinţa componentelor electronice cât şi a structurilor fizice proprii schemelor electronice ale amplificatoarelor de înregistrare şi redare au dus la obţinerea unor montaje practice având distorisuni THD şi TID foarte reduse, situate în mod frecvent sub valoarea de 0,05%. Realizarea unor amplificatoare de ordinul 10^6 a făcut posibilă aplicarea buclelor de reacţie negativă combinată (locală pentru fiecare etaj amplificator şi generală pentru blocul amplificator) care să reducă la minim distorsiunile armonice neliniare THD şi cele de intermodulaţie TID. Caracteristicile de transfer ale capetelor magnetice de înregistrare şi redare pot să implice, în cazul funcţionării sistemului de înregistrare-redare pe porţiunea neliniară a caracteristicii de transfer, distorsiuni THD şi TID apreciabile. Dacă la înregistrare nu este păstrată permanent proporţionalitatea dintre curentul care circulă prin bobina capului magnetic de înregistrare şi inducţia magnetică generată de cîmpul magnetic magnetizant, iar la redare fluxul magnetic care străbate miezul magnetic al capului magnetic de redare nu este proporţional cu tensiunea electromotoare indusă (datorită neliniarităţii caracteristicii de magnetizare proprii miezului magnetic din componenţa capului magnetic de redare) caracteristica de transfer globală a sistemului prezintă cu siguranţă un procent ridicat de distorsiuni. Pentru reducerea distorsiunilor generate de capul magnetic de înregistrare se utilizează o serie de mijloace constructive deosebite. Miezul magnetic al capului magnetic de înregistrare se realizează din tole foarte subţiri, cu o permeabilitate magnetică foarte mare caracterizate în acelaşi timp şi de o inducţie magnetică de saturaţie foarte ridicată, completată de o curbă de histerezis cu o serie deosebit de îngustă (permaloy, miumetal, supermaloy etc.). Se urmăreşte micşorarea fenomenului de saturaţie magnetică a miezului magnetic prin realizarea unui întrefier suplimentar al capului magnetic de înregistrare. Acest lucru se realizează prin crearea fizică a unui al doilea întrefier amplasat diametral opus întrefierului activ al capului magnetic de înregistrare cu o lăţime destul de mare (0,3 mm). Întrefierul suplimentar are ca efect mărirea reluctanţei totale a circuitului magnetic propriu capului magnetic de înregistrare, deci micşorarea inducţiei magnetice remanente. În acest caz saturaţia magnetică apare pentru o intensitate mult mai mare a cîmpului magnetic magnetizant. La redare fluxul magnetic util generat de banda magnetică înregistrată are o valoare de cca. 1 Maxwell, deci de cca 500 ori mai mic decît fluxul magnetic care acţionează în momentul înregistrării (generat de capul magnetic de înregistrare). Dacă se foloseşte pentru construcţia miezului magnetic al capului magnetic de redare tot un material cu o permeabilitate magnetică foarte ridicată, datorită faptului că fluxul magnetic este mult mai redus decît la înregistrare, distorsiunile neliniare sunt minime. Neuniformitatea vitezei de deplasare a benzii magnetice se poate reduce la minim printr-o construcţie mecanică îngrijită a mecanismelor proprii sistemului mecanic de antrenare şi ghidare a acesteia. Realizarea unei viteze cât mai constante a benzii magnetice prin faţa capetelor magnetice de imprimare şi redare este completată de cele mai multe ori de o serie de palpatoare mecanice de bandă, care asigură păstrarea unei tensiunii constante în momentul derulării acesteia, evitând întinderea ei. Concomitent sistemul mecanic trebuie să asigure aderenţa perfectă a benzii magnetice în zona întrefierurilor proprii capetelor magnetice de imprimare şi redare. Un sistem mecanic de antrenare a benzii

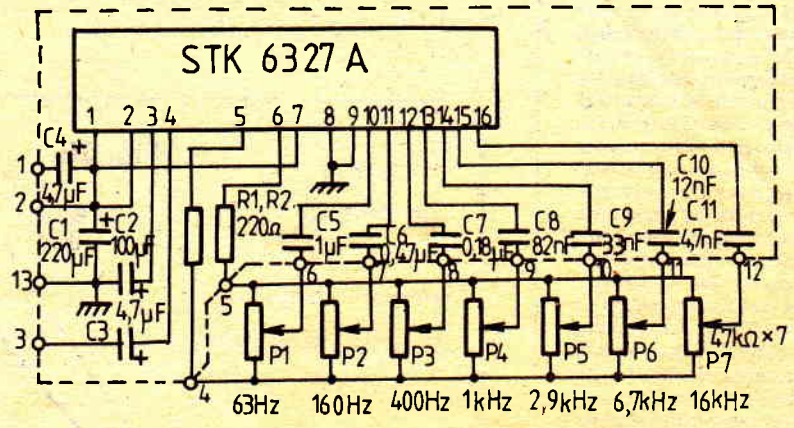


Fig. 28

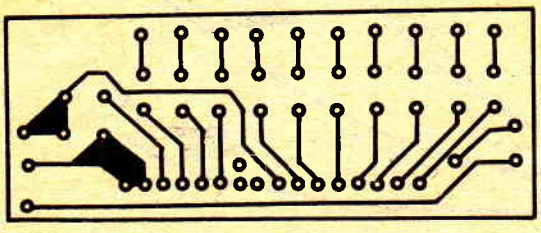


Fig. 29

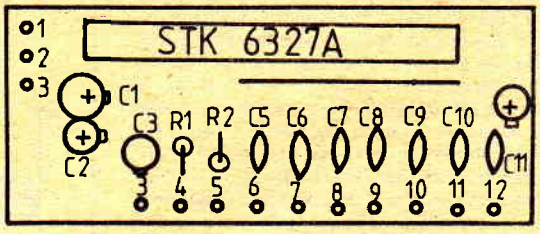


Fig. 30

bine pus la punct asigură în general fluctuaţii de viteză a acesteia sub 0,1%. Procentul cel mai ridicat de distorsiuni neliniare se datorează materialului feromagnetic aflat în componenţa benzii magnetice. Distorsiunile neliniare generate de banda magnetică variază în funcţie de mai mulţi factori, şi anume: amplitudinea semnalului de audiofrecvenţă înregistrat, amplitudinea curentului de polarizare de înaltă frecvenţă, lungimea de undă proprie semnalului de audiofrecvenţă înregistrat şi lăţimea întrefierului capului magnetic de înregistrare. În funcţie de permeabilitatea magnetică a materialului feromagnetic propriu benzii magnetice folosite (deci moale -permeabilitate mică, dură -permeabilitate mare) s-au obţinut caracteristicile prezentate în fig. 28. Pentru aceeaşi valoare a curentului de polarizare şi pentru două tipuri de benzi magnetice "moi" şi "dure" se observă că distorsiunile neliniare cresc odată cu mărirea frecvenţei semnalului audio înregistrat. S-a urmărit prezenţa armonicilor de ordinul 2 şi 3, care predomină la un semnal audio înregistrat pe banda magnetică. Se observă că la creşterea curentului de audiofrecvenţă I_{AF}, procentul de distorsiuni creşte. Acelaşi lucru se obţine odată cu creşterea frecvenţei semnalului audio util înregistrat. Dependenţa distorsiunilor neliniare de curentul de polarizare este prezentată în fig. 29. S-au construit două tipuri de diagrame, şi anume reprezentarea obişnuită, fig. 29.a şi reprezentarea la care originea coordonatelor se ia în punctul de anulare a distorsiunilor, fig. 29.b. Se observă că distorsiunile neliniare au valori mari la curenţi mici de polarizare, apoi odată cu creşterea acestuia descresc, ajungînd la un minim. Mărirea în continuare a valorii curentului de polarizare implică creşterea distorsiunilor. Alura diagramelor se explică prin faptul că la curenţi mici de polarizare se lucrează practic pe porţiunea neliniară a curbei de primă magnetizare, simetrică faţă de axa absciselor. De aici rezultă distorsiunile cauzate în special de armonica de ordinul 3. La intensităţi mari ale curentului de polarizare de înaltă frecvenţă, caracteristica de transfer a sistemului este de tip S iar distorsiunile care apar se datorează tot armonicii de ordinul 3 generate la începutul şi sfîrşitul S- ului. Se observă că există un punct în care are loc o compensare a distorsiunilor produse în cele două situaţii anterioare. În mod practic nu se poate ajunge la un coeficient de distorsiuni nul, ci doar la un punct de distorsiuni minime. Distorsiunile neliniare care apar în funcţie de lungimea de undă (frecvenţa) semnalului audio înregistrat sunt crescătoare odată cu micşorarea acestuia (creşterea frecvenţei lui). Analizând diagramele prezentate în fig. 30 se observă că distorsiunile cresc odată cu micşorarea curentului de polarizare de înaltă frecvenţă. Prin alegerea unui curent de polarizare relativ mare, se poate obţine o zonă de lucru mai întinsă, cu distorsiuni reduse. Zona este limitată de valoarea raportului $\lambda/d = 4$, unde d = grosimea stratului magnetic propriu benzii magnetice, iar λ = lungimea de undă a semnaluui înregistrat. Datorită acestui considerent pentru obţinerea unei înregistrări magnetice de calitate a semnalului audio util sunt necesare viteze mari de deplasare a benzii magnetice. Diagramele sunt realizate pentru un curent de polarizare de înaltă frecvenţă de 80KHz. Dacă se schimbă frecvenţa curentului de polarizare diagramele se vor considera deplasate paralel cu vechea poziţie înspre axa ordonată.

(Continuare în numărul viitor)

Fig. 26

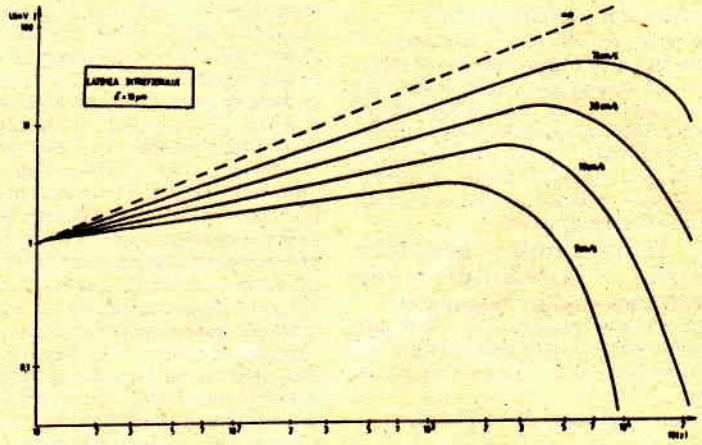


Fig. 27

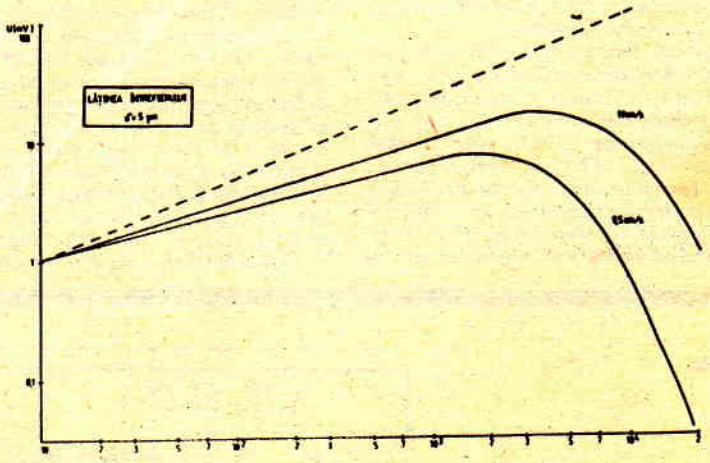
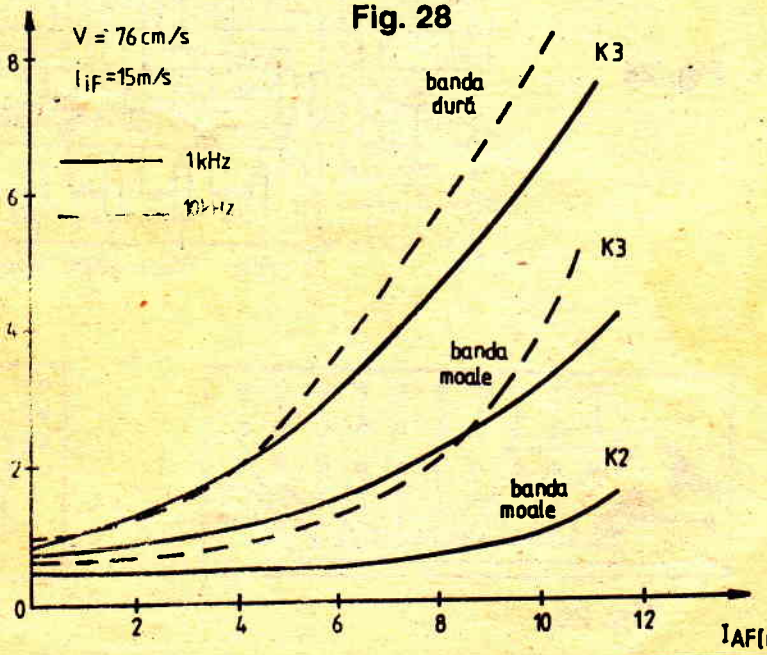


Fig. 28



AMPLIFICATOR AUDIO DE PUTERE

asist. univ. Voloşencu Constantin

Prezentul articol prezintă schemele electronice, desenele de montaj şi cablajele etajelor de putere şi premplificator -corector de ton ale unui amplificator audio , realizat şi experimentat de autor. Circuitele electronice sunt simple, nu necesită reglaje complicate sau modificări de componente, chiar şi la o execuţie în serie. Montajul se recomandă în special începătorilor, care doresc să-şi realizeze cu forţe proprii o astfel de construcţie. Puterea activă debitată maximă depinde şi de valoarea tensiunii de alimentare. Ea poate fi de maxim 50W pe o impedanţă de sarcină de 4Ω, la o tensiune de alimentare simetrică de ±25V şi un curent total absorbit de 3A. Pentru o construcţie cu efect stereo se execută montajele de două ori. Calitatea sunetului este deosebită, chiar şi autorul fiind plăcut surprins de ceea ce a obţinut.

Etajul final

În fig. 1 se prezintă schema electronică a etajului de putere. Amplificarea etajului este dată de raportul rezistenţelor din bazele tranzistoarelor din etajul diferenţial de intrare: $A_u = 5,1k\Omega/510\Omega = 10$. Ea poate fi modificata schimbând simultan rezistoarele de 5,1kΩ din baze. Polarizarea tranzistoarelor finale, obţinerea unei tensiunii de 0V la ieşire, reducerea curentului prin tranzistoarele finale, se realizează prin ajustarea semireglabilelor de 1kΩ. Rezistoarele utilizate sunt toate de 0,5W cu toleranţe de 5%. Rezistoarele de 0,25Ω sunt realizate din sârmă de nichelină sau constantan, având câteva spire din aceste materiale. Nici o valoare din schemă nu este critică. Etajul este alimentat de la o sursă de curent continuu de ±25V, dimensionată pentru un curent de 3A în montaj mono şi un curent dublu pentru montaj stereo. Sursa trebuie să fie bine filtrată cu condensatoare electrolitice de până la 4700μF pentru fiecare polaritate. Pentru asigurarea unei protecţii suplimentare se poate utiliza o schemă electronică de protecţie a difuzoarelor la efectul tranzitoriu de la conectarea surselor, prin interpunerea între ieşirea amplificatorului şi difuzoare a contactului unui releu comandat cu temporizare la acţionare. De asemenea acest releu poate fi dezacţionat de un dispozitiv electronic care sesizează apariţia unei tensiuni de curent continuu la ieşirea amplificatorului, mai mare decât o

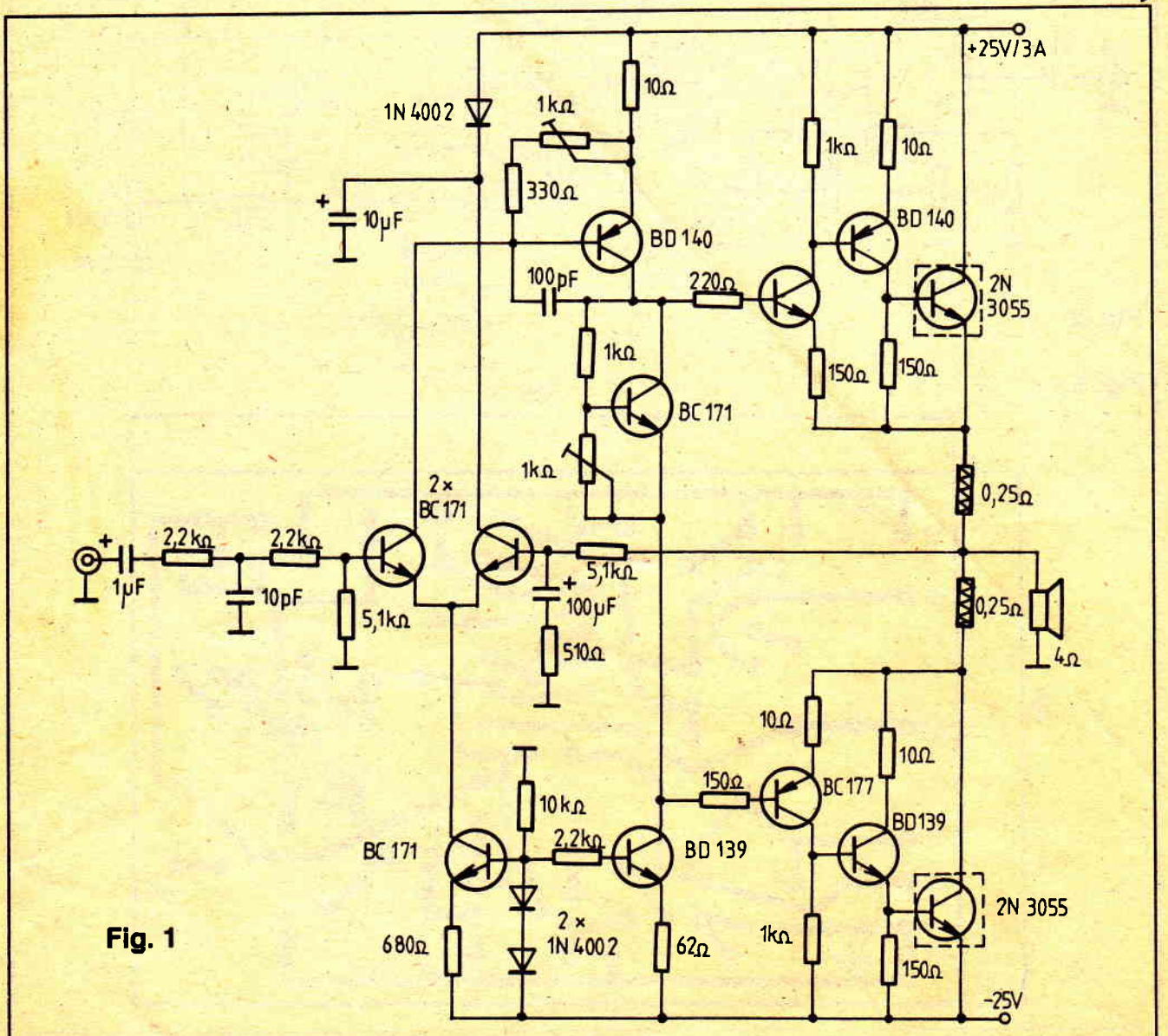


Fig. 1

valoare dată. Această protecţie este necesară, spre exemplu în cazul în care, din neatenţie se ating radiatoarele celor două tranzistoare finale, care fiecare este conectat la un alt potenţial, fapt care aduce potenţialul sursei la ieşirea amplificatorului, distrugând numai difuzorul de joase frecvenţe, în cazul în care cele de medii şi înalte sunt separate cu condensatoare de filtraj. În cazul în care acestea nu sunt separate, se vor distruge şi ele.

Preamplificatorul

În fig.2 se prezintă schema electronică a preamplificatorului utilizat. El este realizat cu trei tranzistoare de zgomot redus. Preamplificatorul are la ieşire un circuit corector de ton pentru frecvenţe joase, medii şi înalte. Volumul întregului amplificator se reglează cu potenţiometrul P_1. Corecţia de ton se realizează cu potenţiometrele P_2, P_3, P_4. Preamplificatorul se alimentează de la o sursă stabilizată de 15V. La ieşirea preamplificatorului se poate conecta un etaj de amplificare realizat cu un simplu amplificator operaţional, fără pretenţie de zgomot, pentru ajustarea amplificării de tensiune globală a montajului şi pentru ajustarea semnalului de atac pentru etajul final.

De asemenea, aici se pot monta diverse corectoare de ton: RIAA pentru doză magnetică, DNL pentru reducerea zgomotului datorat fâşâitului unei casete proaste şi altele.

Tranzistoarele 2N3055 trebuie montate fiecare pe câte un radiator separat. Radiatorul trebuie realizat dintr-un profil extrudat, din aluminiu, având o suprafaţă de aproximativ 50cm².

Cablajul preamplificatorului este astfel realizat încât potenţiometrele să fie montate pe placa de circuit imprimat, care la rândul ei trebuie amplasată pe panoul frontal al cutiei amplificatorului, reducând astfel dimensiunile de gabarit ale acestuia.

La realizarea conexiunilor trebuie să se aibă în vedere să se evite buclele de masă, recomandându-se ca toate legăturile la masă să fie duse de la placă direct la masa sursei şi nu de etajul final de semnal mare la etajul final de semnal mic, astfel încât curentul etajului de putere în nici un caz să nu treacă prin bara de masă a preamplificatorului. ◆

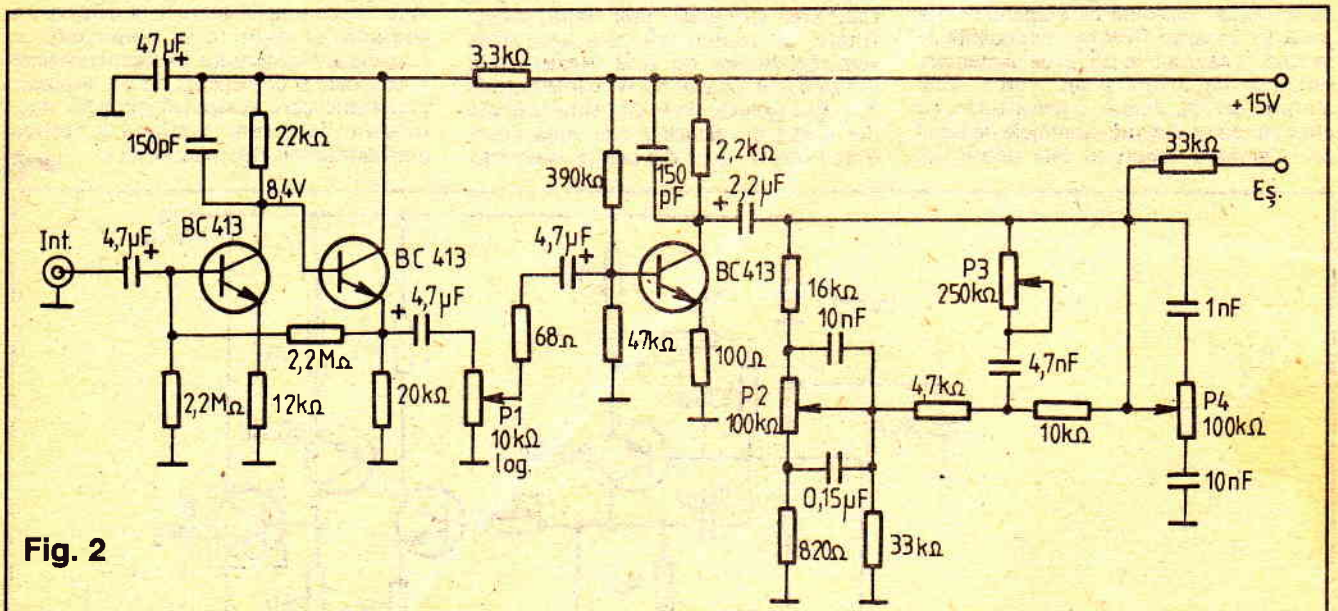
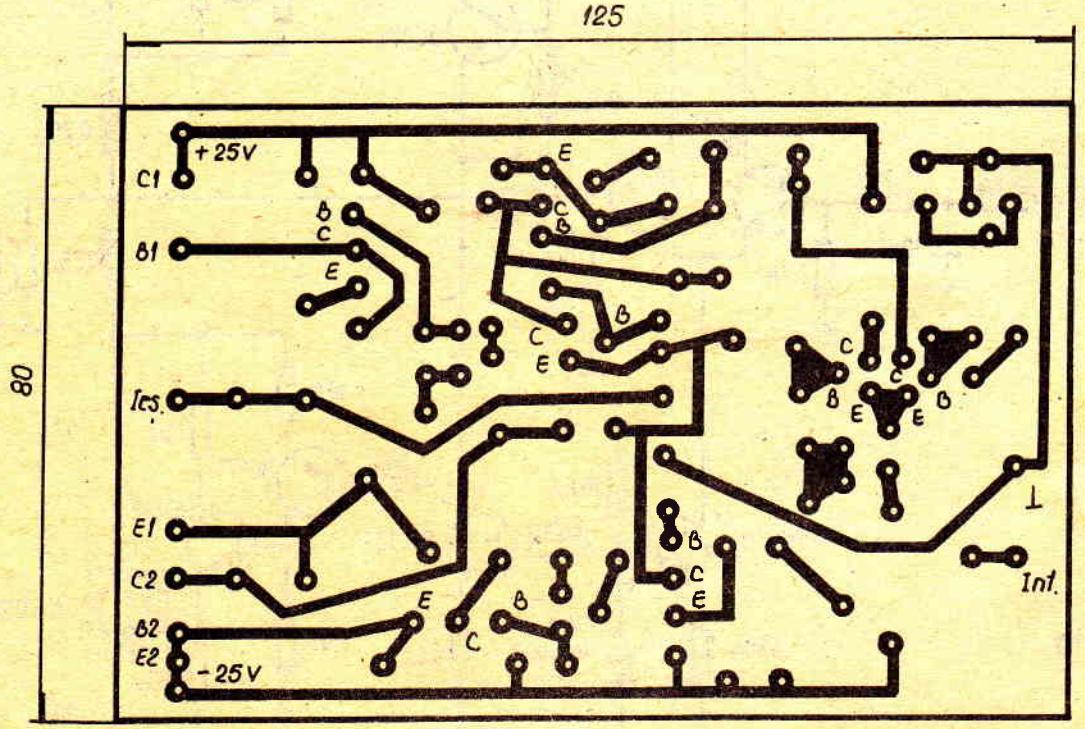


Fig. 2

Fig. 3



CORECTOR DE TON PE TREI BENZI

ing. Marin Amlei

Orice aparat electroacustic este dotat cu posibilitatea accentuării sau atenuării nivelului frecvenţelor joase sau înalte care fac parte din componenţa unui program muzical sonor, conform preferinţelor ascultătorului. Aceste reglaje se realizează cu ajutorul unui bloc electronic interconectat de cele mai multe ori între blocul preamplificator şi blocul amplificator de putere. Analizând diversitatea schemelor electrice de corecotoare de ton, s-a ajuns la concluzia că cel mai simplu şi totodată eficient montaj de acest tip este cel prevăzut cu posibilitatea de corecţie separată a frecvenţelor joase, medii şi înalte - corectorul de ton pe trei benzi.

Ideea care stă la baza realizării corectorului de ton prezentat în această lucrare constă în amplificarea sau atenuarea selectivă a trei porţiuni separate, componente ale benzii de audiofrecvenţă, astfel încât să fie posibilă obţinerea unei carateristici de transfer amplitudine - frecvenţă reglabilă.

În acest fel, se poate modifica forma finală a compoziţiei spectrale amplitudine - frecvenţă proprii oricărui program muzical sonor, conform preferinţelor ascultătorului.

Schema bloc a corectorului de ton este prezentată în fig. 1. Se observă că semnalul de intrare se aplică iniţial unui bloc adaptor de impedanţă 1, care are rolul micşorării impedanţei de intrare a sursei de semnal "văzută" de corectorul de ton propriu- zis, în vederea unor prelucrări ulterioare convenabile. De la ieşirea adaptorului de impedanţă 1 semnalul audio util se aplică simultan blocului sumator şi blocului defazor selectiv. Defazorul selectiv are rolul de a defaza cu 180° trei porţiuni distincte din spectrul de frecvenţă iniţial al semnalului audio aplicat (frecvenţele joase, frecvenţele medii şi frecvenţele înalte).

Ponderea în ceea ce priveşte amplitudinea fiecărei porţiuni este stabilită de către blocul control selectiv frecvenţă, care preia semnalul de la ieşirea blocului sumator, prin intermediul unei bucle de recţie negativă selectivă, stabilind amplificarea sau atenuarea finală a semnalului audio în fiecare dintre cele trei subbenzi controlate. De la ieşirea blocului sumator semnalul audio modificat se aplică blocului adaptor de impedanţă 2, care are rolul atât de etaj tampon între corectorul de ton propriu-zis şi ieşirea montajului cât şi de micşorare a impedanţei de ieşire, în vederea adaptării comode cu orice bloc electronic care succede lanţul electroacustic din care face parte corectorul de ton (reducător de zgomot, amplificator de putere etc.).

Corectorul de ton propus spre a fi realizat deţine următoarele performanţe, care situează montajul în categoria HI-FI:

- impedanţa de intrare Z_i=50KΩ;
- impedanţa de ieşire Z_e=5KΩ;
- banda de frecvenţă Δf=16Hz÷20KHz;
- reglaj de ton în subbenzi:
  -25Hz, A_{max}=20dB;
  A_{min}=-24dB;
  -1KHz, A_{max}=22dB;
  A_{min}=-26dB;
  -15KHz, A_{max}=20dB;
  A_{min}=-24dB;
- raport semnal-zgomot S/N≥75dB;
- tensiunea de intrare U_i=200mV_{RMS};
- distorsiuni armonice totale THD≤0,1%;
- distorsiuni de intermodulaţie TID≤0,06%;
- tensiunea de alimentare U_A=24V;

Schema electrică a corectorului de ton este prezentată în fig. 2. Semnalul de intrare se aplică, prin intermediul condensatorului C2

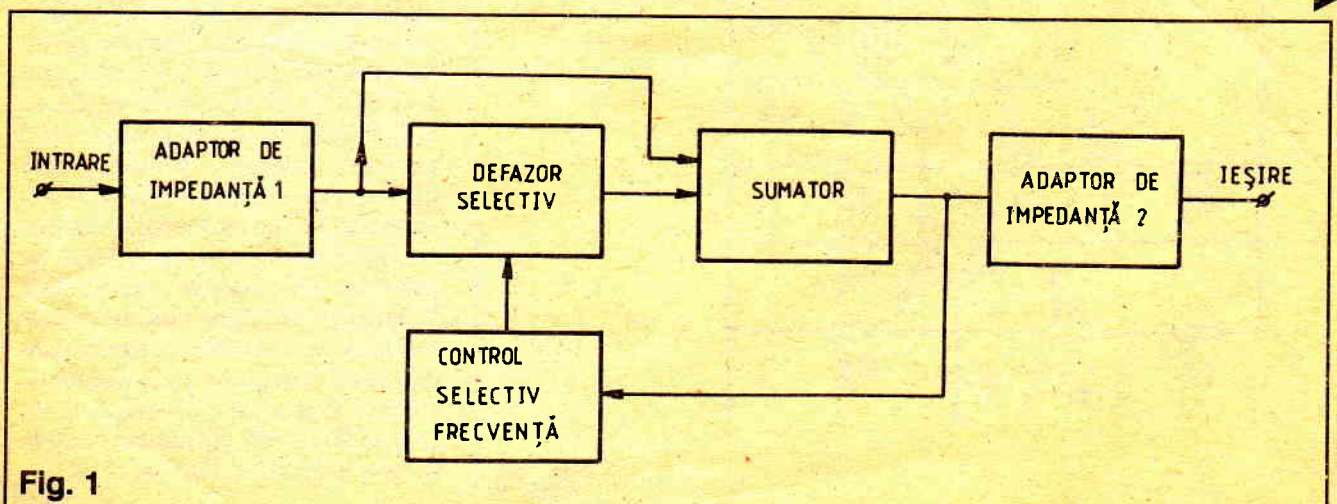


Fig. 1

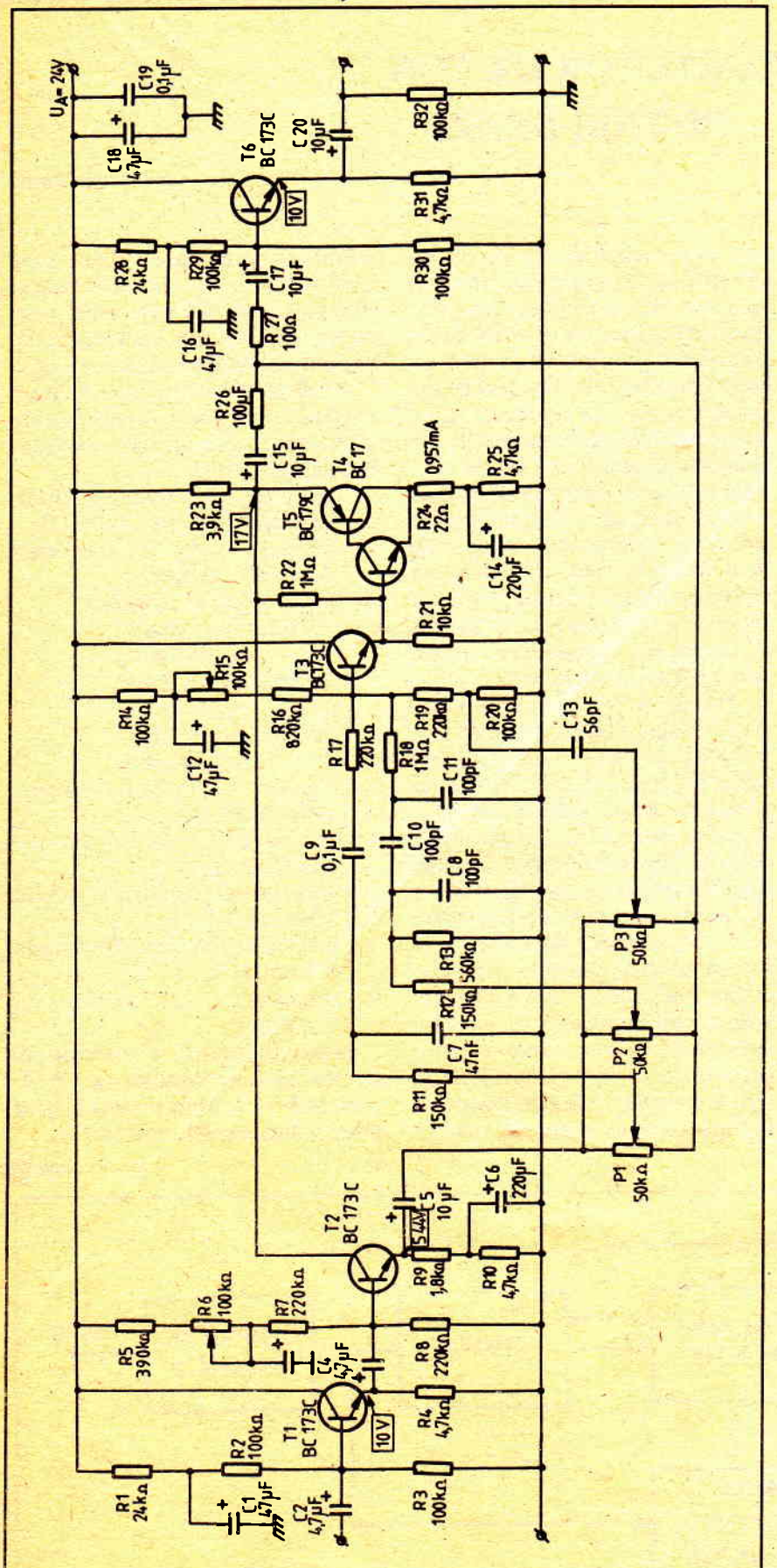


Fig. 2

etajului de intrare, în baza tranzistorului T1. El este amplasat în cadrul montajului într-o configuraţie de tip repetor pe emitor, care permite micşorarea simplă şi comodă a impedanţei de intrare proprii sursei de semnal, în scopul prelucrărilor ulterioare ale acestuia. Polarizarea tranzistorului T1 este asigurată de un divizor rezistiv de tensiune, format din rezitoarele R2 şi R3 care preia tensiunea continuă de la grupul R1C1. Acesta reprezintă un filtru trece jos amplasat în scopul filtrării suplimentare a tensiunii continue destinate polarizării tranzistorului T1. Din emitorul tranzistorului T1, semnalul de intrare cu impedanţa micşorată se aplică prin intermediul condensatorului C4 blocului sumator, care conţine tranzistoarele T2, T4 şi T5 şi concomitent blocului defazor selectiv, care conţine tranzistorul T3. El este precedat de trei filtre pasive RC, trece-jos, trece-bandă şi trece-sus. Semnalul preluat de către blocul defazor selectiv din emitorul tranzistorului T2, prin intermediul condensatorului C5, este în fază cu semnalul de intrare iniţial şi defazat cu 180^{o} faţă de semnalul preluat de blocul sumator din colectorul aceluiaşi tranzistor T2. Polarizarea iniţială a blocului sumator este asigurată de divizorul de tensiune R7R8, care preia o tensiune continuă filtrată de grupul R5R6R7. Polarizarea finală a blocului sumator este completată de etajul defazor selectiv, realizată cu ajutorul divizorului de R16R10R20. El preia o tensiune continuă filtrată de grupul R14C12R16. În acest fel polarizarea finală a blocului sumator este realizată urmărind excursia maximă a tensiunii alternative amplificate (la bornele rezistenţei R23). Ea este realizată în zona caracteristicii de amplificare a tranzistorului T5 perfect liniară, practic fără distorsiuni. Tranzistorul T3 este amplasat în cadrul blocului defazor selectiv, într-un etaj de repetor pe emitor, în scopul micşorării impedanţei de ieşire ridicate a celor trei filtre care acţionează simultan în interiorul benzii de audiofrecvenţă. Filtrul trece-jos este realizat de grupul R11C7C9, filtrul trece-bandă de grupul R12R1C18C10C11 iar

filtrul trece-sus de către grupul C13R20 (rezistenţa R20 făcând simultan parte din reţeaua de polarizare în curent continuu a tranzistorului T3). Însumarea celor trei semnale filtrate de filtrele menţionate anterior se realizează cu ajutorul rezistenţelor R17, R18 şi R19 (rezistenţa R19 făcând parte din divizorul rezistiv care polarizează tranzistorul T3). Blocul sumator adiţionează o parte a semnalului iniţial (preluat din colectorul tranzistorului T2) cu o amplificare reglementată de raportul rezistenţelor R23/R9 şi o altă parte formată din suma semnalelor generate de cele trei filtre, cu amplificarea generală de însumare reglementată de raportul rezistenţelor R23/R24. Amplificarea este însă ponderată separat în fiecare subbandă de frecvenţă în care acţionează cele trei filtre. Ponderea cu care contribuie fiecare filtru este reglementată de către blocul control selectiv frecvenţă, care conţine trei potenţiometre de reglaj P1, P2 şi P3 amplasate într-o buclă de reacţie negativă între ieşirea blocului sumator şi intrările celor trei filtre de frecvenţă. În funcţie de poziţia fiecărui cursor al celor trei potenţiometre, amplificarea în subbanda de frecvenţă poate fi pozitivă sau negativă (semnalul de ieşire obţinut în fază sau în antifază cu curentul preluat din colectorul tranzistorului T2). Rezultatul final al însumării este amplificarea sau atenuarea dorită a semnalului audio util în fiecare porţiune din subbanda de frecvenţă, fapt urmărit iniţial.

Grupul C15R26R27C17 a fost prevăzut la ieşirea blocului sumator pentru asigurarea unei comportări optime a montajului în timpul regimurilor tranzitorii de funcţionare (salturi sau modificări bruşte de amplitudine în banda de frecvenţă a semnalului audio util). Ramura etajului sumator care conţine tranzistoarele T4 şi T5 trebuie să fie capabilă de amplificări mari (cca. 40dB) deoarece fiecare dintre cele trei filtre introduce atenuări mari ale semnalului în subbanda de lucru. Concomitent este necesar ca în urma prelucrării semnalului distorsiunile să fie minime, pentru a nu modifica semnalul audio iniţial. Datorită acestui fapt a fost prevăzut pentru obţinerea unei amplificări mari cu distorsiuni minime tranzistorul T4. El formează împreună cu tranzistorul T5 un etaj de amplificare de tip super-G. Amplificarea generală a grupului T4T5 ($\beta \cong h_{21ET4} \cdot h_{21ET5}$) este reglementată în final de 2 bucle de reacţie negativă locală, formate de rezistenţele R22 şi R24. În acest fel amplificarea finală a dubletului T4T5 este practic liniară în întreaga bandă de audiofrecvenţă. ($A_{T4T5} \cong R23/R24 = 42dB$).

Amplificarea finală la ieşirea sumatorului (deci practic a corectorului de ton) este astfel calculată încât în momentul în care cursoarele potenţiometrelor din blocul control selectiv frecvenţă P1, P2 şi P3 se află la poziţia de mijloc, să prezinte valoarea unitară (deci semnalul audio rămâne nemodificat). De la ieşirea blocului sumator (colectorul tranzistorului T2) semnalul audio corectat se aplică prin intermediul grupului C15R26R27C17 blocului adaptor de impedanţă 2, care conţine tranzistorul T6. El este amplasat într-o configuraţie similară cu cea a blocului adaptor de impedanţă 1. Scopul acestei configuraţii este realizarea unui etaj tampon ieşire corector de ton prpriu-zis - ieşire montaj, concomitent cu micşorarea impedanţei de ieşire a montajului,

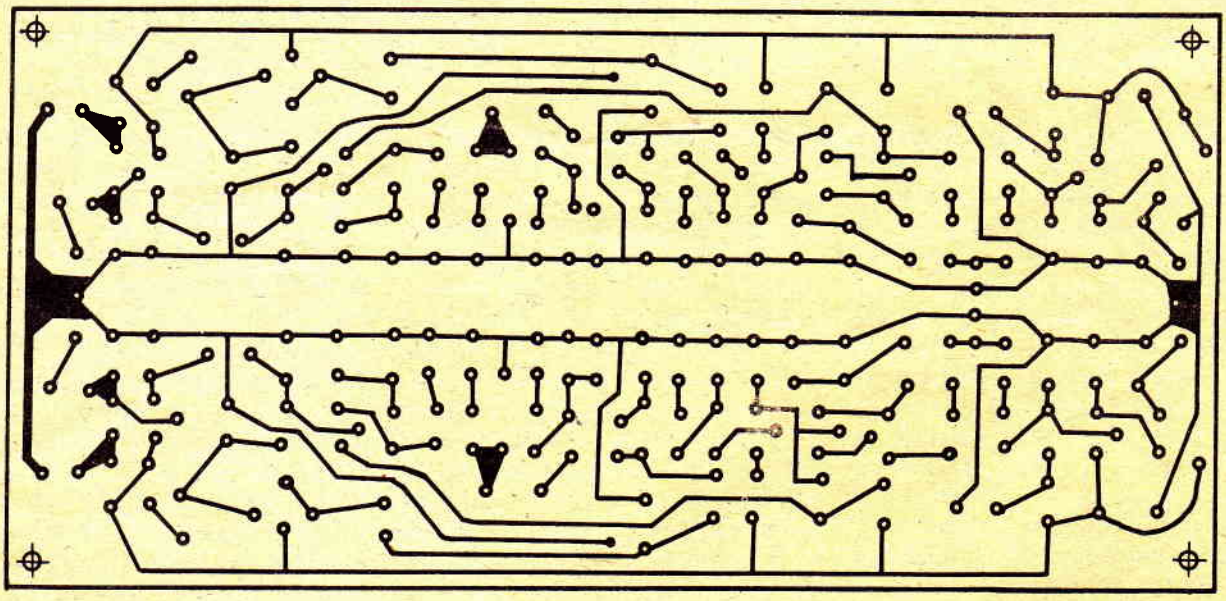


Fig. 3

ELECTRO

ALIMENTARE

VARIATOR DE CURENT ALTERNATIV

asit. univ. Voloşencu Constantin

Articolul de faţă îşi propune să prezinte schema electronică a unui variator de curent alternativ pentru alimentarea cu tensiune variabilă a motoarelor asincrone monofazate de mică putere. Variatorul a fost folosit de autor pentru reglarea tensiunii unui motor de curent alternativ asincron monofazat cu alunecare mărită, într-un sistem de control automat al forţei de apăsare, din cadrul instalaţiei de automatizare [1] de la o maşină de prelucrat cu ultrasunete. Forţa de apăsare este proporţională cu cuplul motorului, care la rândul lui depinde de tensiunea de alimentare. La tipul de motor asincron cu alunecare mărită MMC-5-AM, fabricat de Electromotor Timişoara, caracteristica staţionară cuplu-tensiune de alimentare este aproape liniară, realizându-se deziderатul acţionării de mai sus.

Schema electronică a variatorului se prezintă în fig. 1.

Variatorul este alcătuit dintr-un redresor V_1, care redresează tensiunea reţelei, culeasă cu un transformator T_1, pentru sincronizarea comenzilor pe grila tiristorului de comandă. Tensiunea redresată este comparată cu o valoare de curent continuu prescrisă cu un comparator de tensiune V_2. Valoarea de tensiune continuă de comparaţie se ajustează cu rezistoarele R_1 şi R_2. Semnalul de la ieşirea lui V_2 este integrat cu rampe diferite pentru cele două alternanţe, cu un integrator V_5, prevăzut cu un condensator C_1 în reacţie negativă. Panta rampelor se ajustează cu două semireglabile R_3 şi R_4. Ieşirea integratorului se conectează la intrarea inversoare a unui comparator de tensiune V_6, care o compară cu semnalul provenit de la un regulator de tensiune integrator V_7. Ieşirea comparatorului V_6 este redresată cu o dioda V_8, pentru a comanda prin intermediul unui tranzistor V_9 un TUJ V_{10}, care furnizează semnale de comandă în grila tiristorului. Tranzistorul V_{10} are prevăzută o capacitate C_2 şi două rezistenţe R_5 şi R_6 pentru ajustarea duratei rampei din colectorul tranzistorului V_9. Semnalele furnizate de TUJ sunt amplificate în putere cu două tranzistoare V_{11} şi V_{12}, conectate într-un montaj Darlington. Tranzistorul V_{12} are montat în colector un transformator de impulsuri, pentru comanda grilei tiristorului V_{13}, cu impulsuri pozitive, redresate cu dioda V_{14}. Tiristorul V_{13} este amplasat în diagonala unei punţi redresoare V_{15}, modelând un triac. Tiristorul este protejat la supratensiune cu un grup RC de 15Ω şi 1μF. Motorul este alimentat de la reţeaua de 220V_{ca}, prin intermediul punţii redesoare V_{15}. El are prevăzut un condensator C_3 de pornire. Tensiunea de alimentare a motorului este culeasă cu un transformator coborâtor de tensiune T_3, redresată şi furnizată ca mărime de reacţie regulatorului de tensiune V_7. Prescrierea variatorului se realizează cu un potenţiometru, de pe al cărui cursor se culege o tensiune aplicată intrării inversoare a regulatorului V_7.

În fig.2 se prezintă formele de undă în diverse puncte ale schemei electronice din fig.1, notate cu cifre încercuite. Tensiunea medie de alimentare a variatorului, care dă în final cuplul motorului, este dependentă de durata de deschidere a tiristorului. Montajul care simulează triacul permite alimentarea pe ambele alternanţei. ◆

→

→

în scopul unei adaptări comode cu orice bloc electronic care va succede corectorul de ton (reducător de zgomot, amplificator de putere etc.). Semnalul de ieşire se preia din emitorul tranzistorului T6 prin intermediul condensatorului C20. În vederea unui filtraj general al tensiunii de alimentare a montajului s-au prevăzut condensatoarele C18 şi C19.

Realizare practică şi reglaj

Montajul se realizează practic pe o plăcuţă de sticlostratitex placat cu folie de cupru. Modul de realizare al cablajului imprimat este prezentat în fig. 3. Se menţionează că pentru uşurinţa reprezentării schemei de cablaj, traseele au fost reprezentate cu linii subţiri. În realitate traseul de masă va avea obligatoriu o grosime minimă de 3mm (în orice porţiune a plăcuţei), traseele de alimentare generală cu tensiune pozitivă de 2mm iar restul traseelor o grosime de 1mm.

După realizarea plăcuţei de cablaj imprimat se plantează componentele electrice, având grijă ca fiecare dintre ele să fie verificate iniţial. Modul de amplasre al componentelor şi pinilor ce facilitează legăturile galvanice exterioare este prezentat în fig. 4.

Se menţionează că amplasamentul componentelor este simetric. Bornele de alimentare cu tensiune V_+ şi borna de masă sunt separate faţă de intrările şi ieşirile montajului. După plantarea componentelor electrice şi a pinilor se reverifică montajul, deoarece orice greşeală duce la cel puţin nefuncţionarea acestuia în parametri.

Se scurtcircuitează iniţial intrarea montajului şi ulterior el se alimentează de la o sursă de tensiune continuă V_A=24V, stabilizată şi foarte bine filtrată.

Cu ajutorul unui voltmetru se măsoară tensiunile menţionate pe schema electrică care trebuie să corespundă ca valoare cu cele determinate în montaj.

(Continuare în numărul viitor)

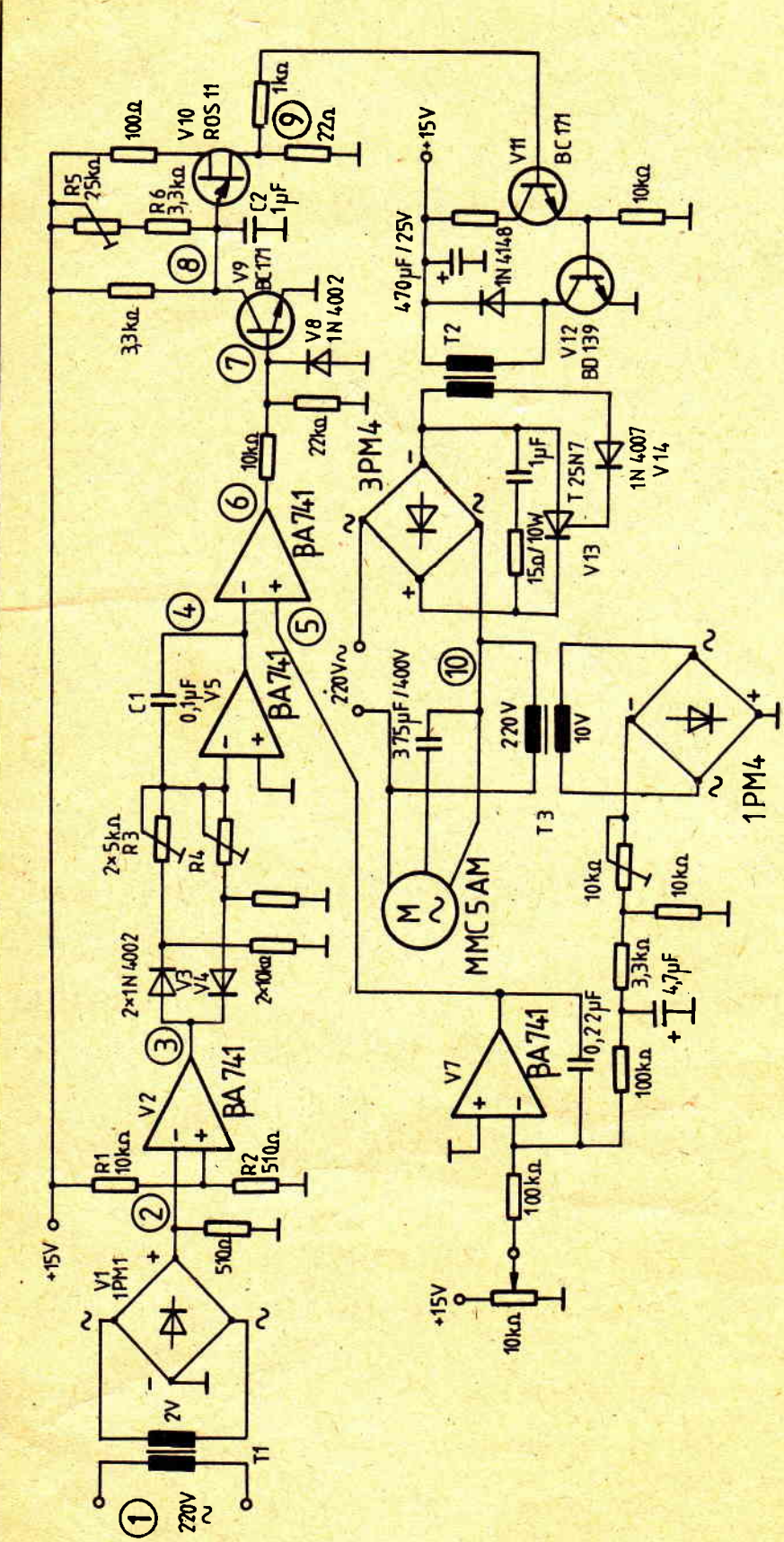

220V~
T1
2V
V1 1PM1
+15V
R1 10kΩ
R2 510Ω
510Ω
V2 BA741
2×1N4002
V3
V4
2×10kΩ
2×5kΩ R3
R4
C1 0,1μF
V5 BA741
10kΩ
V6 BA741
22kΩ
V8 1N4002
3,3kΩ
V9 BC171
R5 25kΩ
R6 3,3kΩ
100Ω
V10 ROS11
1kΩ
22Ω
C2 1μF
220V~
375μF/400V
MMC5AM
T2
470μF/25V
+15V
V11 BC171
10kΩ
1N4148
V12 BD139
3PM4
1μF
T 25N7
1N4007 V14
15Ω/10W
V13
T3
220V
10V
1PM4
10kΩ
10kΩ
3,3kΩ
4,7μF
V7 BA741
0,22μF
100kΩ
100kΩ
+15V
10kΩ

Fig. 1

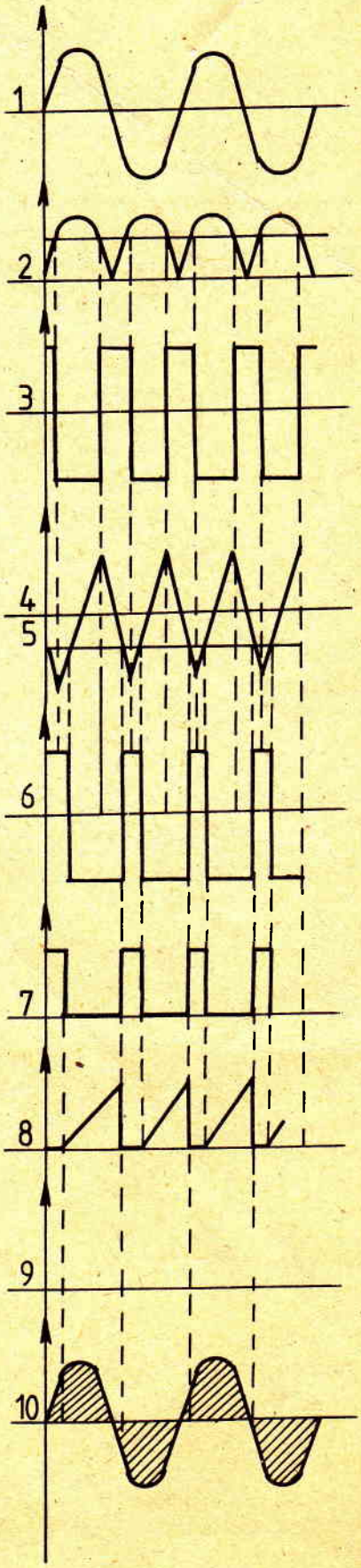

1
2
3
4
5
6
7
8
9
10

Fig. 2

Sperând într-o colaborare cu dv. vă comunicăm că puteţi face abonament direct la editură. Pentru aceasta trimiteţi un mandat poştal cu confirmare de primire pe adresa **REVISTA "ELECTRONISTUL" BUCUREŞTI OF. POŞTAL 5 CĂSUŢA 51 (prin reprezentant *STAN SERGIU*)**.

La rubrica "Loc pentru corespondenţă" menţionaţi numerele revistelor pe care le doriţi (numerele 12, 13, 14, 15, 16 şi 17 sunt disponibile).

Pentru a asigura trimiterea revistelor în plic (cu greutate) recomandat, editura suportă jumătate din cheltuielile de expediere. Ca urmare dv. trebuie să achitaţi 700 lei pentru fiecare număr pe care îl comandaţi.

ABONAMENTE 1994

Pentru revista ELECTRONISTUL numerele 18, 19, 20, 21, 22, 23 (cu apariţie în 1994) abonamentele se pot face şi la oficiile poştale.

Revista ELECTRONISTUL este înregistrată la nr. 5032 în "Catalogul publicaţiilor".

Valoarea abonamentrului este de 700lei/nr. de revistă.

Lei 625